

F 7414/E

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA

SERIA

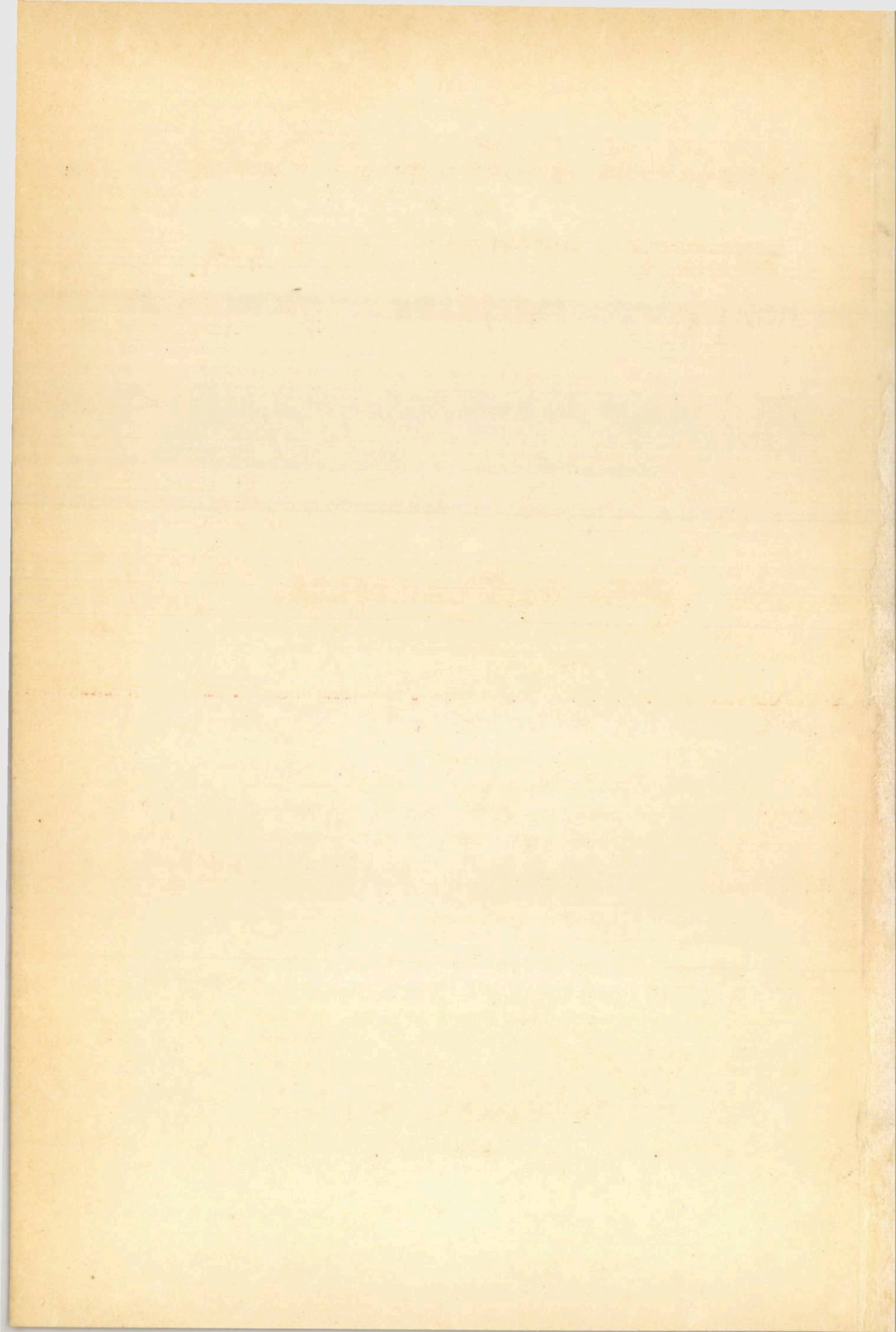
ELECTROTEHNICA

Tomul 19 (33)

Fascicola 1

IANUARIE—IUNIE

1974



5 744472

2821

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA“
TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICA

Tomul 19(33)

Fascicola 1

IANUARIE—IUNIE

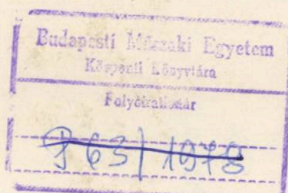
1974

1989



COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. ing. GH. SILAȘ (redactor șef),
 acad. prof. dr. doc. I. ANTON, prof. ing.
 C. AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr.
 ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN,
 prof. dr. ing. V. COCHECI, academician prof. dr.
 doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEOR-
 GHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. dr. ing.
 GH. SAVII, acad. prof. ing. D. MATEESCU, prof.
 dr. ing. I. NOVAC.



COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN (redactor responsa-
 bil), prof. dr. ing. I. NOVAC (redactor responsa-
 bil adjunct), prof. dr. ing. D. FRÄNKEL, conf
 dr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA,
 conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A
 ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing.
 V. VĂZDAȚEANU.



BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 19(33)

Fascicola 1

Ianuarie-iunie 1974

S U M A R :

E. POP : O generalizare a teoremei eșantionării.	7
O. CRISAN : Reprezentarea sistemelor de reglare aferente grupurilor generatoare și analiza lor numerică. I. Regulatorul de turație al mașinii primare.	13
O. CRISAN : Reprezentarea sistemelor de reglare aferente grupurilor generatoare și analiza lor numerică II. Sistemul de excitație și de reglare a tensiunii	33
I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, T. DRAGOMIR, P. PAVKOV : Studiul experimental al funcționării releelor intermediare temporizate RI-3T, în condițiile montării pe poduri rulante.	47
S. PUSCAȘU ,M. BADEA : Determinarea funcției de transfer a filtrelor trece-bandă de înaltă calitate, cu bandă îngustă.	57
A. SOCENEANȚU : Interpretator pentru limbajul „Production Language”	63
GH. ATANASIU, ELENA DRAGOMIR, T. DRAGOMIR : Comportarea mașinii electrice cu mutator autocomandat în regimuri tranzitorii	77
S. CRISAN, GH. GHERMAN : Măsurarea rezistențelor echivalente serie în curent alternativ ale bobinelor cu miez feromagnetic cu puntea dublă de rezonanță.	87
V. STOICA, M. CHIVU : Instalații de înregistrare a variațiilor unui curent cu posibilități de reglare a sensibilității și de deplasare a limitelor variațiilor înregistrate.	95
T. DRAGOMIR, S. PREITL : Procedeu de identificare a proceselor aperiodice.	101
CONTRIBUȚIE LA ÎNTOCMIREA ARHIVEI PENTRU PRINCIPIILE ȘI LEGILE NATURII	
P. ANDRONESCU : Explicația posibilității de realizare a adunării și scăderii în calculatorul electronic cifric.	109

INFORMAȚII

Teze de doctorat susținute la Facultatea de electrotehnică.	123
---	-----

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЕТЕНЬ
ТИМИШОРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Им. «ТРАЯН ВУЯ»

Серия Электротехника

Том 19(33)

Выпуск 1.

Январь—июнь 1974 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Е. ПОП, Обобщение теоремы отсчетов	7
О. КРИШАН, Изображение систем регулирования принадлежащих генераторным группам и численный их анализ. I. Регуляторов оборотов первичной машины	13
О. КРИШАН, Изображение систем регулирования принадлежащих генераторным группам и численный их анализ. II. Возбудительная и регулирующая система напряжения	33
И. СУЧИУ, Ал. ВАСИЛЬЕВИЧ, Л. МОЛДОВАН, Т. ДРАГОМИР, П. ПАВКОВ, экспериментальное исследование работы долговременных переходных реле RI—3T, в условиях монтажа на мостовых кранах	47
С. ПУШКАШУ, М. БАДЯ, Определение передаточной функции полосовых фильтров высокого качества с узкой полосой пропускания	57
А. СОЧЕНЯНЦУ, Транслятор для языка	63
Г. АТАНАСИУ, ЕЛЕНА ДРАГОМИР, Т. ДРАГОМИР, Поведение электрической машины с самоуправляющим преобразователем в переходных режимах	77
С. КРИШАН, Г. ГЕРМАН, Измерение сопротивлений переменного тока катушек с ферромагнитным сердечником с двойным резонансным мостом	87
В. СТОЙКА, М. КИВУ, Установка для регистрации колебания тока с возможностью регулировки чувствительности и смещения пределов регистрации.	95
Т. ДРАГОМИР, С. ПРЕЙТЛ, Метод идентификации апериодических процессов	101
П. АНДРОНЕСКУ, Возможность суммирования и вычитания при помощи электронной вычислительной машины	109

ИНФОРМАЦИЯ

Докторские диссертации защищенные на Электротехническом факультете.	123
--	-----

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ DE TIMIȘOARA

SERIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 19(33)

Fascicule 1

Janvier-Juin 1974

SOMMAIRE :

E. POP : Eine Verallgemeinerung des Abtasttheorems.	7
O. CRISAN : La représentation des systèmes de réglage afférents aux groupes générateurs et leurs analyse numérique. I. Le régulateur de vitesse de la machine primaire.	13
O. CRISAN : La représentation des systèmes de réglage afférents aux groupes générateurs et leurs analyse numérique II. La système d'excitation et de réglage de tension.	33
I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, T. DRAGOMIR, P. PAVKOV : L'étude expérimental du fonctionnement des relais intermédiaires temporisés RI-3T, dans les conditions de montage sur des ponts roulants.	47
S. PUSCASU, M. BADEA : Détermination de la fonction de transfert de filtres passe-bande de haute qualité à bande étroite	57
A. SOCENEANȚU : An Interpreter for Production Language.	63
GH. ATANASIU, ELENA DRAGOMIR, T. DRAGOMIR : The behaviour of an electric machine with selfcommanded mutator in tranzistory regimes.	77
S. CRIȘAN, GH. GHERMAN : Messung des Widerstandes von Spulen mit ferromagnetischen Kernen mit einer mit Wechselstrom gespeister Resonanzdoppelmessbrücke.	87
V. STOICA, M. CHIVU : Installation d'enregistrement de variations d'un courant avec des possibilités de réglage de la sensibilité et de déplacement des limites d'enregistrement.	95
T. DRAGOMIR, S. PREITL : An identification method for aperiodic processes.	101
CONTRIBUTION A L'ELABORATION D'ARCHIVES POUR LES PRINCIPES ET LES LOIS DE LA NATURE	
P. ANDRONESCU : Eine Erklärung der Möglichkeit Summen und Differenzen an einer elektronischen Rechenanlage durchzuführen. . .	109
INFORMATIONS	
Thèse du doctorat à la Faculté d'Electrotechnique	123

BULGARIAN SCIENTIFIC RESEARCH INSTITUTE FOR
TECHNICAL AND AGRICULTURAL MECHANIZATION
INSTITUT POI TEKHNIKE I TRAZAN VITA IZTIMOVA ZA
MEKHANIZACIJA I TRAZAN VITA IZTIMOVA ZA

January 1941 Test No. 1

No.	Name of the person or organization
1	1. The first part of the test is to determine the
2	2. The second part of the test is to determine the
3	3. The third part of the test is to determine the
4	4. The fourth part of the test is to determine the
5	5. The fifth part of the test is to determine the
6	6. The sixth part of the test is to determine the
7	7. The seventh part of the test is to determine the
8	8. The eighth part of the test is to determine the
9	9. The ninth part of the test is to determine the
10	10. The tenth part of the test is to determine the
11	11. The eleventh part of the test is to determine the
12	12. The twelfth part of the test is to determine the
13	13. The thirteenth part of the test is to determine the
14	14. The fourteenth part of the test is to determine the
15	15. The fifteenth part of the test is to determine the
16	16. The sixteenth part of the test is to determine the
17	17. The seventeenth part of the test is to determine the
18	18. The eighteenth part of the test is to determine the
19	19. The nineteenth part of the test is to determine the
20	20. The twentieth part of the test is to determine the
21	21. The twenty-first part of the test is to determine the
22	22. The twenty-second part of the test is to determine the
23	23. The twenty-third part of the test is to determine the
24	24. The twenty-fourth part of the test is to determine the
25	25. The twenty-fifth part of the test is to determine the
26	26. The twenty-sixth part of the test is to determine the
27	27. The twenty-seventh part of the test is to determine the
28	28. The twenty-eighth part of the test is to determine the
29	29. The twenty-ninth part of the test is to determine the
30	30. The thirtieth part of the test is to determine the
31	31. The thirty-first part of the test is to determine the
32	32. The thirty-second part of the test is to determine the
33	33. The thirty-third part of the test is to determine the
34	34. The thirty-fourth part of the test is to determine the
35	35. The thirty-fifth part of the test is to determine the
36	36. The thirty-sixth part of the test is to determine the
37	37. The thirty-seventh part of the test is to determine the
38	38. The thirty-eighth part of the test is to determine the
39	39. The thirty-ninth part of the test is to determine the
40	40. The fortieth part of the test is to determine the
41	41. The forty-first part of the test is to determine the
42	42. The forty-second part of the test is to determine the
43	43. The forty-third part of the test is to determine the
44	44. The forty-fourth part of the test is to determine the
45	45. The forty-fifth part of the test is to determine the
46	46. The forty-sixth part of the test is to determine the
47	47. The forty-seventh part of the test is to determine the
48	48. The forty-eighth part of the test is to determine the
49	49. The forty-ninth part of the test is to determine the
50	50. The fiftieth part of the test is to determine the
51	51. The fifty-first part of the test is to determine the
52	52. The fifty-second part of the test is to determine the
53	53. The fifty-third part of the test is to determine the
54	54. The fifty-fourth part of the test is to determine the
55	55. The fifty-fifth part of the test is to determine the
56	56. The fifty-sixth part of the test is to determine the
57	57. The fifty-seventh part of the test is to determine the
58	58. The fifty-eighth part of the test is to determine the
59	59. The fifty-ninth part of the test is to determine the
60	60. The sixtieth part of the test is to determine the
61	61. The sixty-first part of the test is to determine the
62	62. The sixty-second part of the test is to determine the
63	63. The sixty-third part of the test is to determine the
64	64. The sixty-fourth part of the test is to determine the
65	65. The sixty-fifth part of the test is to determine the
66	66. The sixty-sixth part of the test is to determine the
67	67. The sixty-seventh part of the test is to determine the
68	68. The sixty-eighth part of the test is to determine the
69	69. The sixty-ninth part of the test is to determine the
70	70. The seventieth part of the test is to determine the
71	71. The seventy-first part of the test is to determine the
72	72. The seventy-second part of the test is to determine the
73	73. The seventy-third part of the test is to determine the
74	74. The seventy-fourth part of the test is to determine the
75	75. The seventy-fifth part of the test is to determine the
76	76. The seventy-sixth part of the test is to determine the
77	77. The seventy-seventh part of the test is to determine the
78	78. The seventy-eighth part of the test is to determine the
79	79. The seventy-ninth part of the test is to determine the
80	80. The eightieth part of the test is to determine the
81	81. The eighty-first part of the test is to determine the
82	82. The eighty-second part of the test is to determine the
83	83. The eighty-third part of the test is to determine the
84	84. The eighty-fourth part of the test is to determine the
85	85. The eighty-fifth part of the test is to determine the
86	86. The eighty-sixth part of the test is to determine the
87	87. The eighty-seventh part of the test is to determine the
88	88. The eighty-eighth part of the test is to determine the
89	89. The eighty-ninth part of the test is to determine the
90	90. The ninetieth part of the test is to determine the
91	91. The ninety-first part of the test is to determine the
92	92. The ninety-second part of the test is to determine the
93	93. The ninety-third part of the test is to determine the
94	94. The ninety-fourth part of the test is to determine the
95	95. The ninety-fifth part of the test is to determine the
96	96. The ninety-sixth part of the test is to determine the
97	97. The ninety-seventh part of the test is to determine the
98	98. The ninety-eighth part of the test is to determine the
99	99. The ninety-ninth part of the test is to determine the
100	100. The hundredth part of the test is to determine the

0. GENERALIZARE A TEOREMEI EȘANTIONĂRII

DE

E. POP

Teorema eșantionării permite reconstituirea unui semnal continuu din valorile sale luate la anumite intervale pe baza următoarei relații [1]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(nT_e) \cdot \frac{\sin \frac{\omega_e}{2} (t - nT_e)}{\frac{\omega_e}{2} (t - nT_e)} \quad (1)$$

cu condiția ca frecvența maximă conținută în semnal să fie mai mică decât jumătatea frecvenței de eșantionare f_e . În această formulare, obișnuită, frecvența de eșantionare determină atât intervalele de prelevare a eșantioanelor

cît și pulsația funcției eșantion $\frac{\sin \frac{\omega_e}{2} (t - nT_e)}{\frac{\omega_e}{2} (t - nT_e)}$

Se poate obține însă o expresie mai generală a teoremei eșantionării care va fi demonstrată în cele ce urmează.

Procesul de eșantionare poate fi reprezentat prin funcționarea unui modulator de impulsuri [2]. Se consideră cazul cel mai simplu cînd semnalul $s(t)$ modulează un tren de impulsuri purtătoare $p(t)$ cu perioada de repetiție constantă, T_e , de durată t_0 și de amplitudine A , rezultînd la ieșirea modulatorului semnalul $p^*(t)$. În fig. 1 sînt reprezentate cele trei semnale.

Produsul

$$p^*(t) = p(t) s(t) \quad (2)$$

care reprezintă valorile semnalelor $s(t)$ înmulțite cu A , în intervalele de timp t_0 , cînd există impulsurile de eșantionare, descrie complet funcționarea modulatorului.

Problema care se pune este de a reconstitui semnalul din valorile discrete măsurate. În acest scop este necesar un demodulator ale cărui proprietăți urmează să fie determinate.

Trenul de impulsuri $p(t)$ poate fi exprimat printr-o serie Fourier

$$p(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} C_{\lambda} e^{j\lambda\omega_e t}$$

unde

$$C_{\lambda} = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} p(t) e^{-j\lambda\omega_e t} dt = 2A \frac{\sin \lambda\omega_e \frac{t_0}{2}}{\lambda\omega_e T_e} e^{-j\lambda\omega_e \frac{t_0}{2}} \quad (3)$$

Prin urmare semnalul modulat are expresia

$$p^*(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} C_{\lambda} s(t) e^{j\lambda\omega_e t}$$

cu densitatea spectrală

$$F(p^*(t)) = P^*(\omega) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} C_{\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{j\lambda\omega_e t} \cdot e^{-j\omega t} dt = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} C_{\lambda} S(\omega - \lambda\omega_e) \quad (4)$$

unde cu $S(\omega)$ s-a notat densitatea spectrală a semnalului $s(t)$ iar $S(\omega - \lambda\omega_e)$ reprezintă aceeași densitate deplasată cu $\lambda\omega_e$ pe axa pulsațiilor. În fig. 2 sînt prezentate spectrele funcțiilor $p(t)$, $s(t)$ și $p^*(t)$. Se observă că dacă $S(\omega - \omega_e)$,

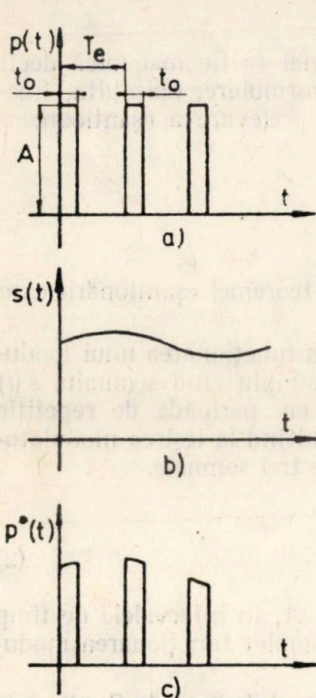


Fig. 1. Reprezentarea semnalelor:
a) impulsurile purtătoare; b) semnalul util; c) impulsurile modulate.

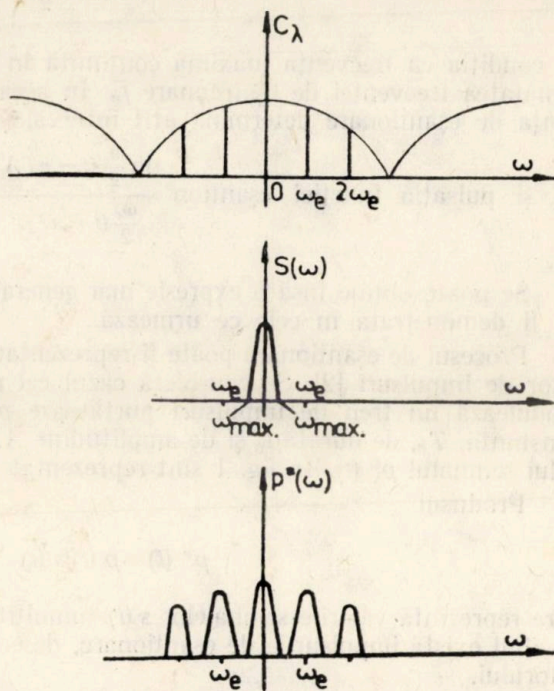


Fig. 2. Spectrele semnalelor:
a) impulsurile purtătoare; b) semnalul util; c) impulsurile modulate.

nu conține frecvențe comune cu $S(\omega - \lambda' \omega_e)$ pentru $\lambda' \neq \lambda$, atunci diferitele benzi din spectrul lui $p^*(t)$ nu se suprapun. Ele se obțin simplu prin înmulțirea spectrului $S(\omega)$ cu coeficientul Fourier corespunzător C_λ , conform relației (4). Această particularitate sugerează imediat și modul în care din $P^*(\omega)$ se poate obține $S(\omega)$. Într-adevăr dacă impulsurile modulate $p^*(t)$ se trec printr-un filtru cu o funcție de transfer corespunzătoare, atunci la ieșire se obține $s(t)$. Condițiile pe care trebuie să le îndeplinească acest filtru rezultă simplu. Frecvența sa de tăiere trebuie să fie egală sau mai mare decât frecvența maximă din semnalul $s(t)$ pentru a permite trecerea întregului spectru corespunzător lui $\lambda=0$, dar în același timp suficient de mică pentru a opri alte benzi. Prin urmare este necesar să fie satisfăcute următoarele condiții:

$$\omega_f \geq \omega_{max} \quad (5)$$

$$\omega_f < \omega_e - \omega_{max}$$

unde cu ω_f s-a notat pulsația de tăiere a filtrului.

Din relațiile (5) rezultă că cea mai mare frecvență din semnal poate fi

$$\omega_{max} \leq \frac{1}{2} \omega_e \quad (5')$$

Pentru $\lambda=0$, din (3) rezultă valoarea lui C_0

$$C_0 = A \frac{t_0}{T_e}$$

deci funcția de transfer a filtrului trebuie să fie

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \frac{1}{C_0} = \frac{T_e}{A \cdot t_0} \quad \text{pentru } |\omega| \leq \omega_f \\ H(\omega) &= 0 \quad \text{pentru } |\omega| > \omega_f \end{aligned} \quad (6)$$

adică caracteristica de amplitudine este o constantă în banda de trecere și caracteristica de fază este nulă pentru că nu introduce defazări între semnalul de ieșire și cel de intrare (fig. 3).

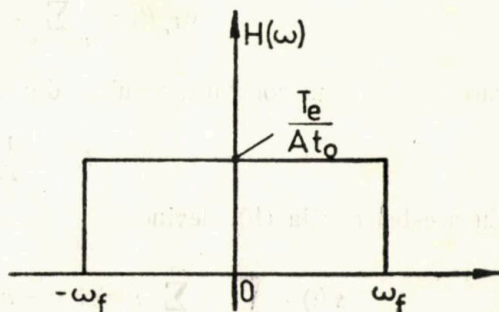


Fig. 3. Caracteristica de amplitudine a filtrului.

Prin urmare dacă frecvența de eșantionare îndeplinește condiția (5') iar filtrul are caracteristica (6), atunci între spectrele semnalelor de la ieșire și de la intrare există relația :

$$P^*(\omega) H(\omega) = S(\omega) \quad (7)$$

Pentru a trece în domeniul timpului se ține cont de teorema convoluției funcțiilor aperiodice

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau) \cdot s_2(t-\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) S_2(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (8)$$

care aplicată relației (7) conduce la

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P^*(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p^*(\tau) h(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

$h(t)$ fiind considerat un semnal cu densitatea spectrală $H(\omega)$. Prin urmare

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{T_e}{At_0} \int_{-\omega_f}^{\omega_f} e^{j\omega t} d\omega = 2 \frac{T_e}{T_f At_0} \cdot \frac{\sin \omega_f t}{\omega_f t}$$

Deci relația (9) se scrie

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) s(\tau) \cdot 2 \frac{T_e}{T_f At_0} \cdot \frac{\sin \omega_f (t-\tau)}{\omega_f (t-\tau)} d\tau \quad (10)$$

Această integrală se efectuează simplu dacă se presupune că trenul de impulsuri de eșantionare este format din impulsuri cu aria unitară, $At_0=1$ și durată nulă, $t_0 \rightarrow 0$. În acest caz funcția $p(t)$ devine funcția periodică $\delta_{T_e}(t)$

$$\delta_{T_e}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_e)$$

care are spectrul constant, rezultat din (3)

$$C_n = \frac{1}{T_e}$$

Cu acestea relația (10) devine

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta(\tau-nT_e) 2 \frac{T_e}{T_f} \frac{\sin \omega_f (t-\tau)}{\omega_f (t-\tau)} d\tau$$

Ținînd cont de proprietatea de filtrare a funcției delta, adică de faptul că

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \delta(\tau - \theta) d\tau = f(\theta)$$

rezultă, în final

$$s(t) = 2 \frac{T_e}{T_f} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin \omega_f(t - nT_e)}{\omega_f(t - nT_e)} \quad (11)$$

Relația (11) reprezintă forma generalizată a teoremei eșantionării. Se observă că eșantioanele se determină la intervale egale cu perioada impulsurilor, T_e , iar funcția eșantion are pulsația dată de cea de tăiere a filtrului. În cazul particular, cînd $T_e = 2T_f$ relația (11) se transformă în teorema clasică (1).

Pentru determinarea valorii funcției $s(t)$, în punctele de eșantionare deci pentru $t = vT_e$, relația (1) dă

$$s(vT_e) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin \frac{\omega_e}{2}(v-n)T_e}{\frac{\omega_e}{2}(v-n)T_e} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin \pi(v-n)}{\pi(v-n)}$$

Se observă însă că pentru $v \neq n$, funcția eșantion este nulă, iar pentru $v = n$, ea are valoarea 1, deci la reconstituirea semnalului în punctele de eșantionare contribuie numai valoarea respectivă. În cazul utilizării relației (11) această observație nu mai este adevărată, ea devenind

$$s(vT_e) = 2 \frac{T_e}{T_f} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin 2\pi \frac{T_e}{T_f}(v-n)}{2\pi \frac{T_e}{T_f}(v-n)}$$

și funcția eșantion ne mai anulîndu-se, în general pentru $v \neq n$.

Relația (11) indică modalități multiple de reconstituire a semnalului, alegerea lui ω_f fiind condiționată numai de inegalitățile (5), spre deosebire de relația (1) care la frecvență de eșantionare dată reprezintă o singură posibilitate de calcul.

Primit la redacție la data de 20. IX. 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Spătaru, A., *Teoria transmisiunii informației*, Ed. Tehnică, București 1965.
2. Kuo, B. C., *Sisteme automate cu eșantionare* (trad. din l. engleză), Ed. Tehnică, București, 1967.

ОБОБЩЕНИЕ ТЕОРЕМЫ ОТШЕТОВ

(РЕЗЮМЕ)

Доказывается что возможно обобщение теоремы отчетов, указанной в отношении (11) ; пульсация функции ешантион может принимать разные значения, при условии соблюдения отношения (5).

EINE VERALLGEMEINERUNG DES ABTASTTHEOREMS

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es wird die durch den Ausdruck (11) angegebene Verallgemeinerung des Abtasttheorems bewiesen. Die Kreisfrequenz der Abtastfunktion kann verschiedene Werte, die die Bedingung (5) erfüllen müssen, annehmen.

REPREZENTAREA SISTEMELOR DE REGLARE AFERENTE GRUPURILOR GENERATOARE ȘI ANALIZA LOR NUMERICĂ. I. REGULATORUL DE TURAȚIE AL MAȘINII PRIMARE

DE

O. CRIȘAN

1. GENERALITĂȚI

Cuplul mecanic la arborele generatorului sincron rezultă ca urmare a acțiunii unui lanț de elemente iar valoarea acestui cuplu este dictată de regulatorul de turație și regulatorul de frecvență, care vor modifica debitul agentului de intrare la mașina primară, după legi bine stabilite.

În prezent există în exploatare atât regulatoare de turație mecanice obișnuite cât și regulatoare de turație electronice (sau electro-mecanice).

Regulatoarele de turație obișnuite se caracterizează prin zonă de insensibilitate mare, inerție mare, caracteristică statică diferită de o dreaptă etc.; aceste regulatoare modifică puterea turbinei abia după un timp de (0,2—0,4) s [1, p.77], procesul de reglaj putând dura câteva secunde [2].

Doar la procesele care se dezvoltă într-un sens bine determinat, cum ar fi ieșirea din sincronism, regulatorul obișnuit se face simțit, însă, după un timp prea mare, când de multe ori nu mai este eficace [1, p. 82]. Din acest motiv este unanim recunoscut că regulatoarele de turație obișnuite se fac mult mai puțin simțite în regimurile tranzitorii și dinamice decât regulatoarele de tensiune [3], [4].

Efectul regulatorului de turație în timpul regimurilor dinamice crește dacă se utilizează regulatoare electro-hidraulice [2] sau sistemele de reglare utilizează drept mărimi de intrare și derivatele turației rotorului [5], [6].

De asemenea regulatoarele care acționează discontinuu sub formă de impuls în cazul apariției unei avarii [5], măresc eficiența reglajului, în schimb sînt mai complicate și determină unele neajunsuri în funcționare.

2. MOD DE REPREZENTARE. SCHEME BLOC UTILIZATE PENTRU REPREZENTAREA REGULATOARELOR DE TURAȚIE ȘI A INSTALAȚIILOR PRIMARE

Avînd în vedere faptul că regulatorul de turație și elementele primare (cazanul, turbina) sînt elemente relativ distincte, pentru care se cunosc de obicei caracteristicile individuale, este preferabil ca la analiza fenomenelor tranzitorii

ele să se reprezinte prin scheme bloc şi funcţiile de transfer corespunzătoare. Acest mod de reprezentare a devenit obişnuit în literatură. El prezintă şi marele avantaj că schema poate fi uşor urmărită şi analizată.

Complexitatea reprezentării regulatorului de turaţie şi a instalaţiilor primare prin scheme bloc, depinde de scopul studiului, de complexitatea regulatorului, de tipul regulatorului, etc.

Din acest punct de vedere, se pot distinge următoarele două cazuri :

1. Maşina primară împreună cu regulatorul de turaţie corespunzător constituie obiectul studiului [3], [4], [7], [8], [9], [10]. În aceste cazuri se acceptă o reprezentare mai detaliată pentru regulator şi elementele primare;

2. Scopul studiului este diferit de funcţionarea propriu-zisă a maşinii primare şi a generatorului (de exemplu, scopul studiului poate fi analiza unor metode matematice de rezolvare a fenomenelor tranzitorii, [11], [12]).

În acest caz se acceptă o reprezentare simplificată pentru regulatorul de turaţie şi elementele primare.

Referitor la analiza schemelor bloc folosite pentru reprezentarea regulatorelor de turaţie şi a instalaţiilor primare, analiză care se va prezenta în continuare, se fac următoarele precizări :

- se neglijează elementele de limitare, deoarece se presupune că intervin doar perturbaţii obişnuite, care nu determină depăşirea valorilor limită ;
- se consideră reprezentarea şi funcţiile de transfer în circuit deschis;
- se acceptă că în toate cazurile mărimea de ieşire a schemei bloc este cuplul mecanic la arbore, în unităţi relative (care la turaţia sincronă este numeric egal cu puterea în unităţi relative), m_m .

În prezent se pot reţine următoarele tipuri de scheme mai larg folosite, sau la care se pot reduce schemele existente :

a) Schema nr. 1 [11], [12], (fig. 1)

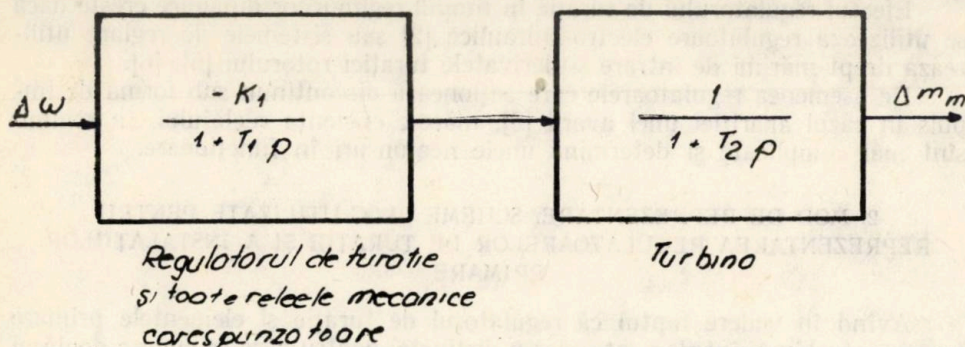


Fig. 1. Schema nr.1.

unde: K_1 este coeficientul de amplificare al sistemului de reglare;

T_1 — constanta de timp a sistemului de reglare;

T_2 — constanta de timp a turbinei.

Acest tip de schemă este utilizată pentru turbogeneratoare, la studiile care se încadrează în cazul 2 amintit anterior.

b) Schema nr. 2 [7], [10] (fig. 2)

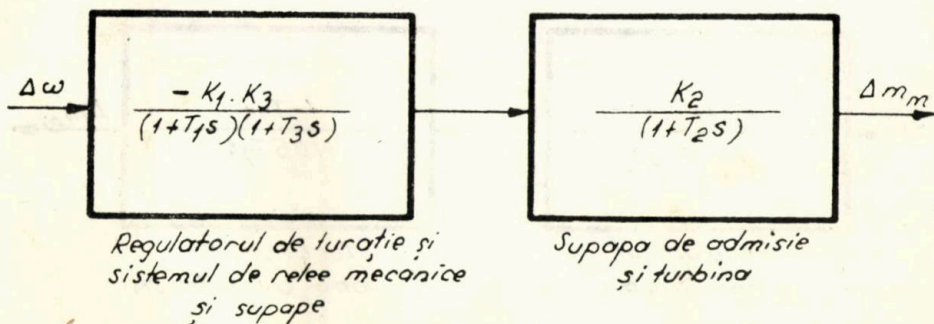


Fig. 2. Schema nr. 2.

unde s-au mai introdus față de schema 1 constantele:

T_3 — constanta de timp a servomotorului, supapelor și releelor;

K_2, K_3 — coeficienții de amplificare corespunzători.

Această reprezentare este specifică pentru un turbogenerator cu sistem de reglare hidraulic obișnuit, cu ulei. Ea se utilizează de obicei în studiile ce se încadrează în cazul 1 amintit anterior.

c) Schema nr. 3 [3], [4], (fig. 3)

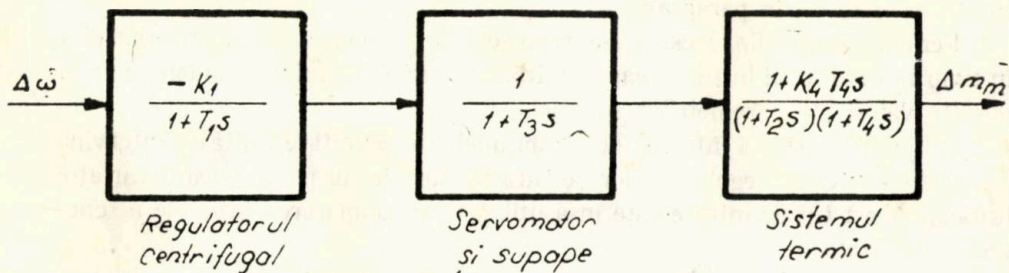


Fig. 3. Schema nr. 3.

unde s-au mai introdus următoarele mărimi :

K_4 — coeficientul aburului supraîncălzit ;

T_4 — constanta de timp a supraîncălzitorului.

Această reprezentare este specifică pentru o instalație primară ce folosește supraîncălzire. Ea se utilizează de obicei în studiile ce se încadrează în cazul 1, amintit anterior.

d) Schema nr. 4 [8], [9] (fig. 4)

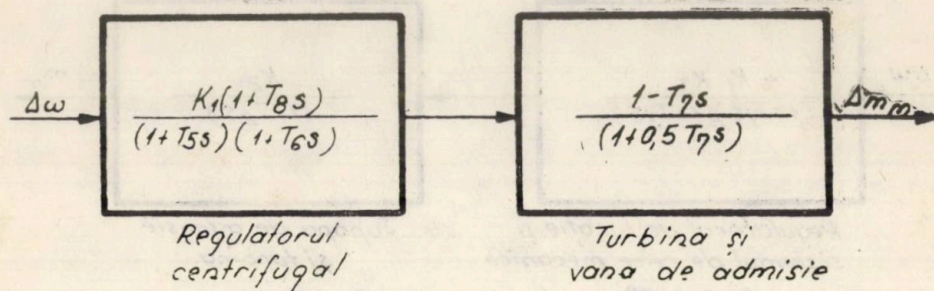


Fig. 4. Schema nr. 4.

unde T sînt constantele de timp ale elementelor componente.

Această reprezentare este specifică pentru hidrogeneratoare și ea se poate folosi în ambele cazuri amintite anterior.

3. ANALIZA NUMERICĂ A REGULATOARELOR DE TURAȚIE

3.1. Regimurile considerate

Au fost considerate și analizate numeric cele 4 tipuri de regulatoare de turație prezentate în paragraful 2.

Pentru fiecare din acestea s-a reprezentat și analizat forma răspunsului în timp în cazul unei intrări treaptă unitară și a unei intrări sinusoidale, pentru diferite valori ale parametrilor schemei.

Se menționează că intrarea de forma unei trepte unitare finită nu intervine în practică în cazul reguletoarelor de turație (turația nu poate avea o variație bruscă). Acest tip de intrare este însă util pentru compararea între ele a schemelor analizate.

În schimb, intrarea de formă sinusoidală este un tip specific de intrare pentru reguletoarele reale.

În Anexa 1 se prezintă modul de aproximare a caracteristicilor semnalului de intrare sinusoidal, iar în Anexa 2, valorile considerate la analiza numerică pentru parametrii schemelor și expresia răspunsului în timp pentru fiecare tip de semnal de intrare și fiecare schemă.

3.2. Observații referitoare la analiza numerică. Descrierea rezultatelor

Referitor la calculele efectuate și la rezultatele obținute se adaugă următoarele precizări :

- în toate cazurile s-a presupus că valoarea amplitudinii semnalului de intrare este egală cu 1 ;
- la toate schemele s-a considerat factorul de amplificare egal cu 1 ;
- pentru fiecare schemă s-a analizat influența tuturor factorilor, (a constantelor de timp T și a coeficienților de amplificare K) modificând valorile acestora în jurul valorilor normale, menționate în literatură ;
- în cazul intrării de formă sinusoidală, s-au analizat răspunsurile pentru frecvențele de valoare 1 Hz, 0,5 Hz, 0,1 Hz, care sînt în domeniul probabil de frecvențe ce pot interveni în practică [9], [13], [14], [15].
- programele de calcul au fost întocmite în limbaj FORTRAN separat pentru intrarea treaptă unitate și pentru intrarea rampă ; pentru fiecare caz s-a utilizat un program pentru primele 3 scheme și alt program pentru schema 4 ;
- rezultatele sînt prezentate în lucrare în două forme ; sub formă de fotocopii a unor curbe obținute la calculator și sub formă de diagrame obținute ca urmare a prelucrării rezultatelor de la calculator ;

— în cadrul rezultatelor obținute de la calculator (din care unele sînt reproduse în lucrare sub formă de fotocopii) se reprezintă curba semnalului de intrare, a sinusoidelor echivalente și curbele răspunsului, pentru diferite valori ale parametrilor din schema studiată, în funcție de timp. În diagrame s-a tipărit cu S curba sinusoidelor de intrare ; cu P curba zimțată (rampă) care aproximează sinusoida ; cu $-$, 0 , $+$ curbele răspunsului corespunzător primei, celei de a doua, respectiv celei de a treia valori a parametrului studiat în diagrama respectivă. În ordonată se reprezintă modificarea puterii mecanice (ΔP_m) în unități relative iar în abscisă timpul în secunde (valorile maxime considerate în abscisă sînt : 2 s la $F_1=1$ Hz, 4 s la $F_1=0,5$ Hz, 20 s la $F_1=0,1$ Hz în cazul semnalului de intrare de formă sinusoidală ; valori cuprinse între (5–120)s pentru cazul semnalului de formă treaptă) ;

— diagramele obținute ca urmare a prelucrării rezultatelor de la calculator, conțin variația unor mărimi caracteristice răspunsului (amplitudinea răspunsului în unități relative, defazajul în grade etc.), în funcție de valorile caracteristice ale schemelor discutate, sau în funcție de valoarea frecvenței semnalului de intrare ;



— la analiza rezultatelor se utilizează noțiunea de eficacitate a regulatorului. Se definește drept eficacitate a regulatorului raportul între amplitudinea semnalului de răspuns considerată pozitivă în sensul dorit și amplitudinea semnalului de intrare. Avînd în vedere faptul că amplitudinea semnalului de intrare este egală cu 1, eficacitatea este egală chiar cu amplitudinea semnalului de răspuns în unități relative.

3.3. Analiza rezultatelor

3.3.1. Cazul turbogeneratoarelor (Schemele 1, 2, 3)

Ca urmare a analizării diagramelor obținute pentru schemele 1, 2 și 3 au rezultat următoarele concluzii mai importante:

— în cazul semnalului de intrare sinusoidal, în toate cazurile oscilația negativă a răspunsului este mai mare decît oscilația pozitivă (fig. 5); aceasta

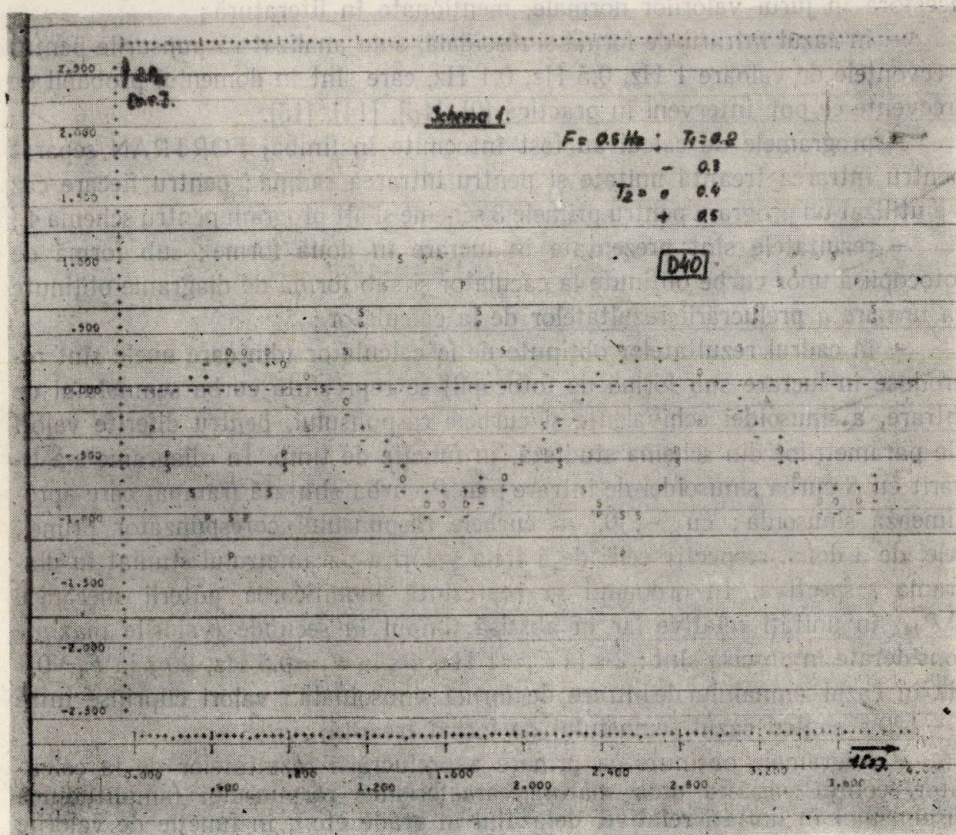


Fig. 5. Răspunsul în timp al regulatorului de turație. Schema nr. 1. Intrare sinusoidală, $F_1 = 0.5$ Hz.

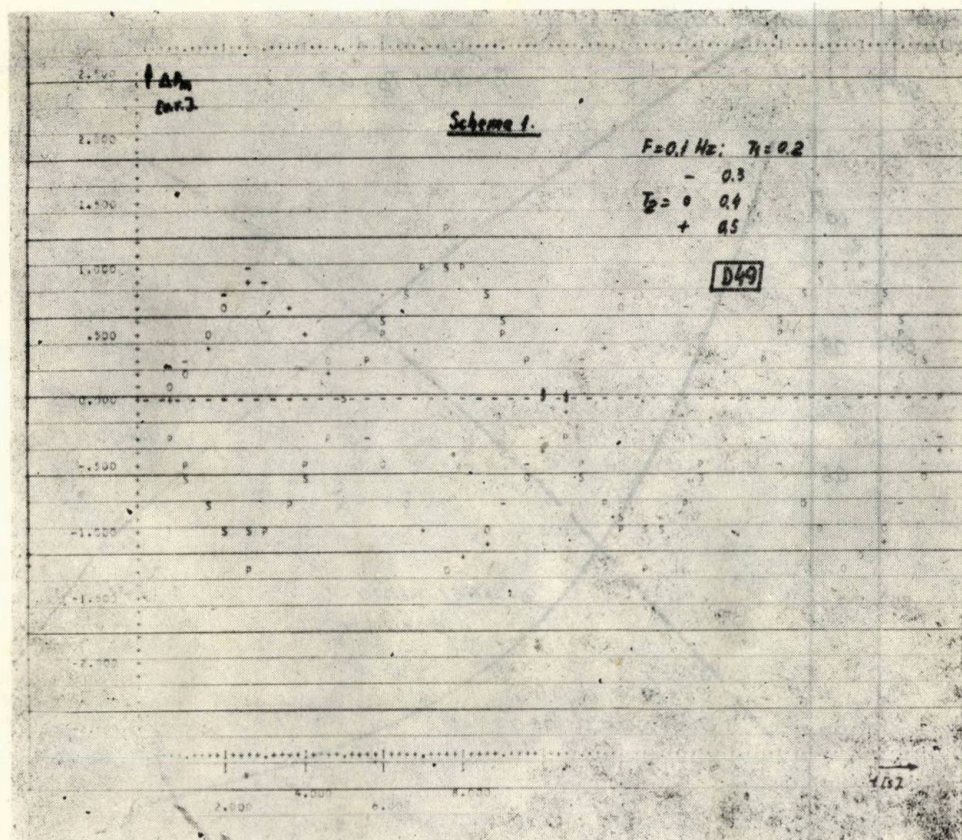


Fig. 6. Răspunsul în timp al regulatorului de turație. Schema nr. 1. Intrare sinusoidală.
 $F_1=0,1$ Hz.

se explică prin faptul că în perioada negativă, acțiunea regulatorului este ajutată de acțiunea inerțială;

- amplitudinea oscilațiilor de putere crește (se apropie mai mult de impulsul de intrare), odată cu scăderea constantelor de timp ale regulatorului;
- în cazul schemei 3, din cauza inerției preîncălzitorului, puterea mecanică rămîne practic neschimbată;
- se remarcă că nu sînt diferențe esențiale între schema 1 și schema 2;
- odată cu micșorarea frecvenței semnalului de intrare, eficacitatea regulatorului crește (fig. 5), (fig. 6) și (fig. 7);
- din cauza inerției, curba răspunsului este defazată (în special alternanța negativă) în urma semnalului de intrare (fig. 5);

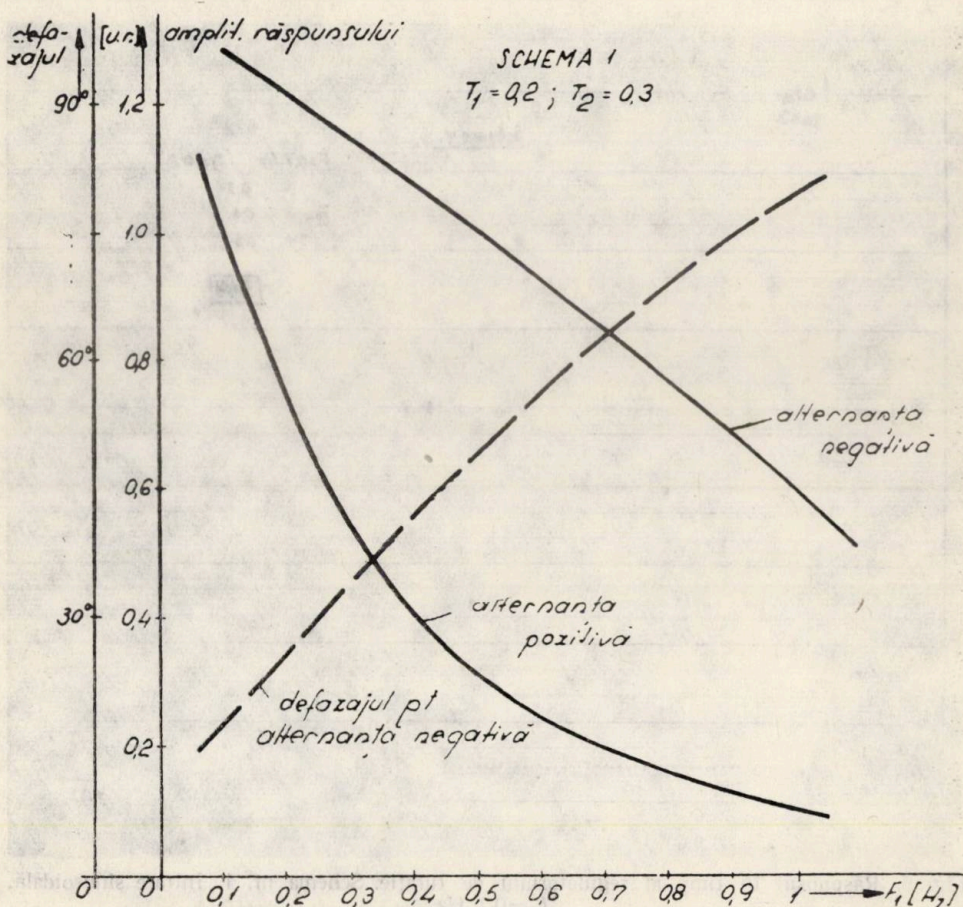


Fig. 7. Schema nr. 1. Modificarea valorii amplitudinii răspunsului și a defazajului între semnalul de intrare și semnalul de ieșire în funcție de valoarea frecvenței semnalului de intrare. Intrare sinusoidală

- defazajul între curba impulsului de intrare și curba răspunsului scade și el odată cu micșorarea frecvenței impulsului de intrare (fig. 7);
- pe măsură ce frecvența semnalului de intrare scade, diferențele între curbele cu parametrii diferiți, devin neînsemnate (fig. 7).

3.3.2. Cazul hidrogeneratoarelor (schema 4)

Ca urmare a analizării rezultatelor obținute pentru schema 4, au rezultat următoarele concluzii :

- deoarece în cazul hidrogeneratoarelor nu se poate neglija inerția coloanei de apă, răspunsul prezintă o componentă inițială negativă chiar în cazul intrării

treaptă unitate; în acest caz, odată cu deschiderea vanelor, din cauza inerției apei debitul nu poate crește imediat, în schimb scade presiunea din cauza creșterii secțiunii și cuplul la arbore scade;

— amplitudinea componentei negative crește odată cu micșorarea constantelor de timp T_5 și T_6 ale sistemului de reglare (fig. 8);

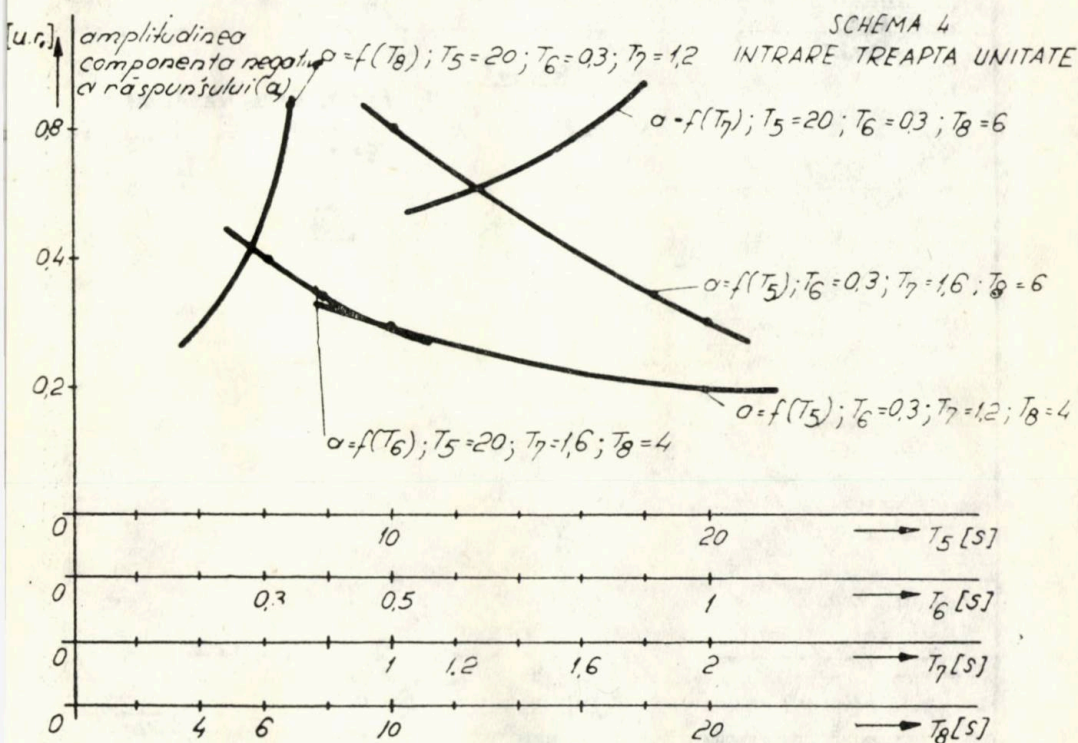


Fig. 8. Schema nr. 4. Modificarea valorii amplitudinii componentei negative a răspunsului în funcție de constantele de timp ale sistemului de reglare. Intrare treaptă unitate.

— în același timp, valoarea mică a constantelor de timp T_5 și T_6 favorizează revenirea mai rapidă la regimul staționar, în timpul de creștere pozitivă a răspunsului;

— amplitudinea primei componente negative crește odată cu creșterea inerției apei (T_7) și cu creșterea constantei de timp T_8 a regulatorului (fig. 8);

— durata cît există componenta negativă, depinde în mică măsură de constantele de timp ale regulatorului și depinde mai ales de constanta de timp a apei, crescînd odată cu aceasta;

— în cazul semnalului de intrare de formă sinusoidală, cu excepția frecvenței de 0,1 Hz, sistemul de reglare are tot timpul efect negativ, înrăutățind stabilitatea generatorului (fig. 9);

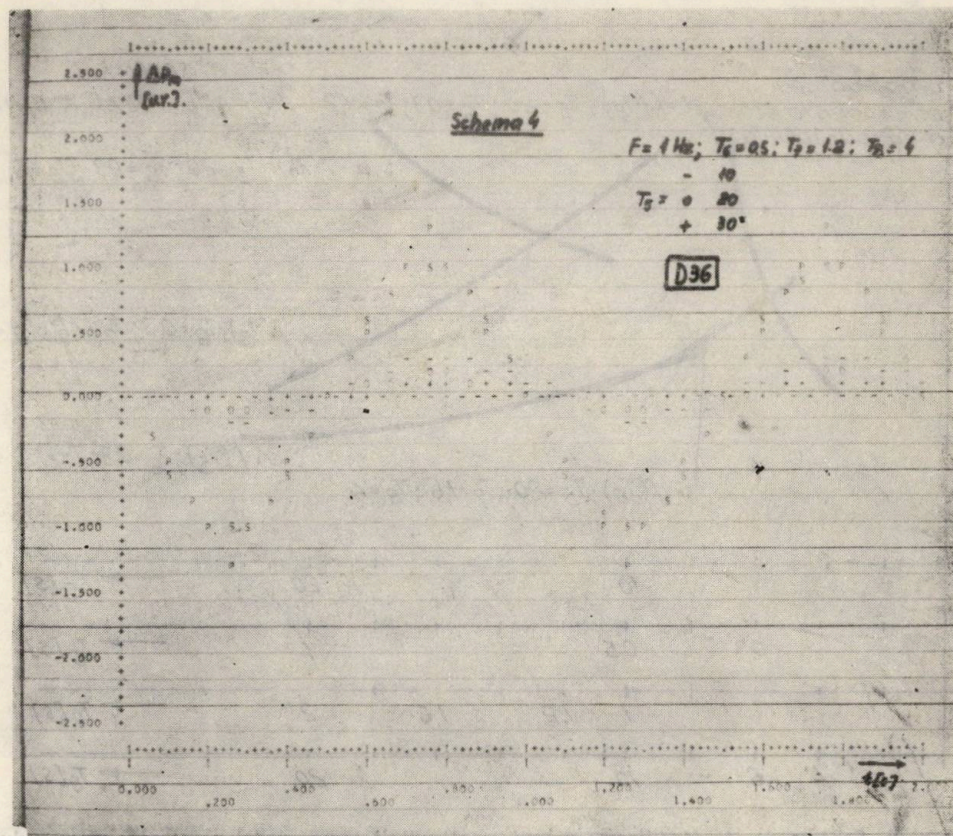


Fig. 9. Răspunsul în timp al regulatorului de turație. Schema nr. 4 (hidrogeneratoare). Intrare sinusoidală. $F_1 = 1$ Hz.

— amplitudinea oscilației negative depinde în mică măsură de constantele de timp ale regulatorului; ea scade cu creșterea lui T_6 și crește cu creșterea lui T_7 și T_8 ;

— constanta de timp T_5 are o influență ceva mai însemnată și valoarea ei este invers proporțională cu amplitudinea oscilației răspunsului;

— în cazul cînd efectul regulatorului este favorabil (fig. 10 $F_1 = 0,1$ Hz), rezultatele sînt calitativ asemănătoare cu cele obținute pentru turbogeneratoare.

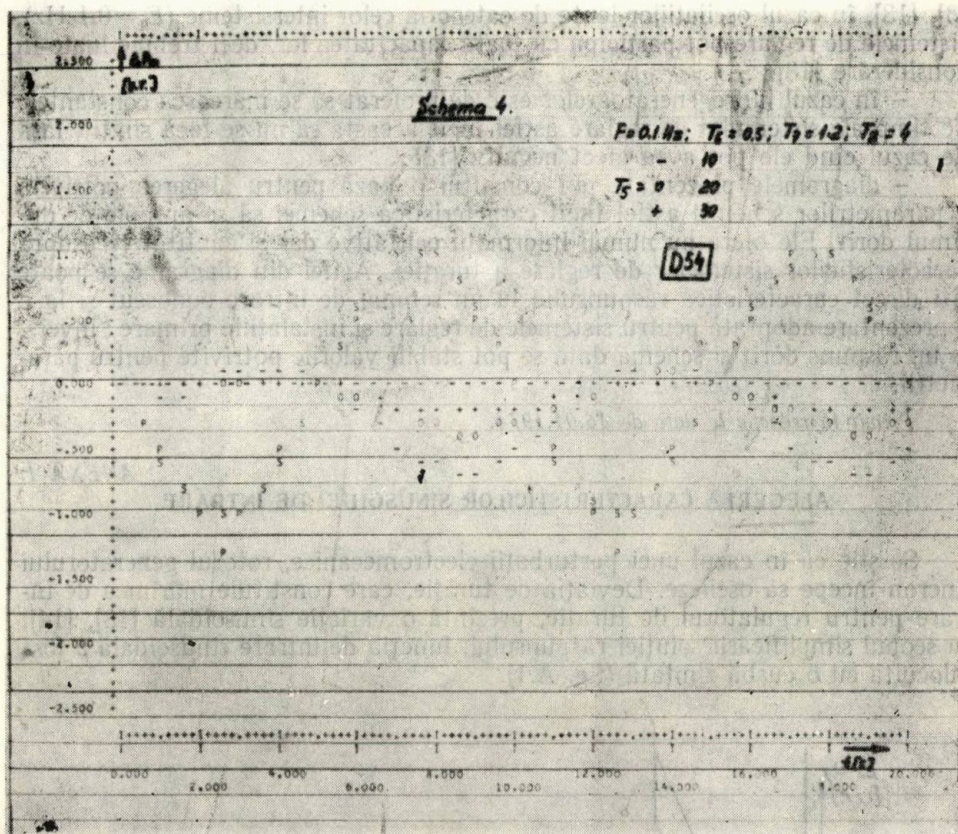


Fig. 10. Răspunsul în timp al regulatorului de turație. Schema nr. 4 (hidrogeneratoare).
Intrare sinusoidală. $F_1=0,1$ Hz.

4. CONCLUZII

Din analiza rezultatelor se extrag următoarele concluzii importante referitoare la reprezentarea sistemului de reglare a turației și a instalațiilor primare :

— în cazul când sistemul de reglare și elementele primare prezintă inerție mare (cum este cazul la sistemul cu preîncălzire regenerativă) este necesar să se mărească corespunzător constanta de amplificarea regulatorului, pentru a se mări totuși, viteza răspunsului [12] ;

— comportarea sistemului de reglare este substanțial diferită la valori diferite ale frecvenței semnalului de intrare ; astfel, dacă în cazul oscilațiilor proprii ale generatorului ($F_1=1$ Hz) față de sistem, acțiunea sistemului de reglare este redusă și uneori chiar neînsemnată (schema 3), deci se poate neglija

[3], [13], în cazul oscilațiilor lente de categoria celor intersisteme ($F_1=0,1$ Hz), sistemele de reglare pot participa cu toată capacitatea lor, deci trebuie luate în considerare [13];

— în cazul hidrogeneratoarelor este de preferat să se mărească constantele de timp ale sistemului de reglare astfel încât aceasta să nu se facă simțit, față de cazul cînd ele pot avea efect negativ [13];

— diagramele prezentate pot constitui o bază pentru alegerea potrivită a parametrilor schemei astfel încît caracteristica schemei să se apropie de optimul dorit. Ele oferă nu numai informații calitative dar și cantitative asupra caracteristicilor sistemelor de reglare a turației. Astfel din diagrame se poate citi direct caracteristica răspunsului la un semnal de intrare cunoscut și la o reprezentare adoptată pentru sistemele de reglare și instalațiile primare: invers, la un răspuns dorit și schemă dată se pot stabili valorile potrivite pentru parametrii.

Primit la redacție la data de 16.01.1974.

ANEXA 1.

ALEGEREA CARACTERISTICILOR SINUSOIDEI DE INTRARE

Se știe că în cazul unei perturbații electromecanice, rotorul generatorului sincron începe să oscileze. Deviația de turație, care constituie mărimea de intrare pentru regulatorul de turație, prezintă o variație sinusoidală [13], [14]. În scopul simplificării soluției răspunsului, funcția de intrare sinusoidală a fost înlocuită cu o curbă zimțată (fig. A.1).

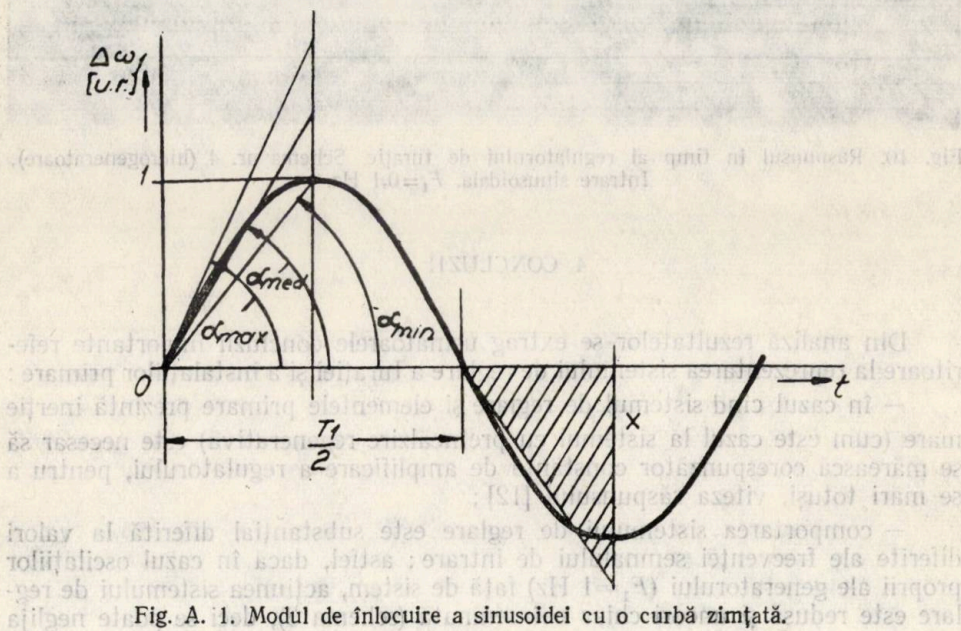


Fig. A. 1. Modul de înlocuire a sinusoidelor cu o curbă zimțată.

Sinusoida se exprimă sub forma :

$$\Delta\omega_1 = 1 \cdot \sin \omega_1 t \quad [\text{u.r.}] \quad (\text{unități relative}) \quad (\text{A.1})$$

unde : ω_1 este pulsația oscilațiilor rotorului

S-au luat în considerare două variante de înlocuire a sinusoidelor cu o curbă zimțată.

Conform primei variante s-a impus ca dreptele din curba zimțată să aibă o pantă determinată ca o medie între valoarea pantei din origine a punctului inițial și final al sfertului de perioadă din sinusoida la care se referă echivalarea (a se vedea primul sfert de perioadă din fig. A.1).

Se obține :

$$\alpha_{\max} = \frac{d}{dt} (\sin \omega_1 t)_{t=0} = (\omega_1 \cdot \cos \omega_1 t)_{t=0} = \omega_1 \quad [(\text{u.r.})/\text{s}]$$

$$\alpha_{\min} = \frac{1}{\frac{T_1}{4}} = \frac{4}{T_1} = 4f_1 \quad [(\text{u.r.})/\text{s}]$$

și rezultă :

$$\alpha_{\text{med}} = \frac{\alpha_{\max} + \alpha_{\min}}{2} = \frac{2\pi f_1 + 4f_1}{2} = (\pi + 2)f_1 = 5,14 f_1 \quad [(\text{u.r.})/\text{s}] \quad (\text{A.2})$$

Conform celei de a doua variante s-a impus ca dreapta de echivalare să acopere aceeași suprafață sub un sfert de perioadă ca și curba reală (a se vedea al 3-lea sfert de perioadă, fig. A.1)

Suprafața sub un sfert de perioadă este :

$$S = \int_0^{T_1/4} \sin \omega_1 t = -\frac{1}{\omega_1} \cos \omega_1 t \Big|_0^{T_1/4} = \frac{1}{\omega_1} = \frac{T_1}{4} \cdot \frac{X}{2}$$

de unde :

$$X = \frac{4}{\pi} \quad [\text{u.r.}]$$

și

$$\alpha = \frac{X}{\frac{T_1}{4}} = \frac{\frac{4}{\pi}}{\frac{T_1}{4}} = \frac{16}{\pi} f_1 = 5.095 f_1 \quad [(\text{u.r.})/\text{s}] \quad (\text{A.3})$$

Se observă că relațiile (A.2) și (A.3) dau rezultate asemănătoare.

Avînd în vedere faptul că al doilea tip de aproximare integrează efectul modificării turației pe timp de o perioadă, s-a adoptat panta curbei zimțate conform relației (A.3).

Se precizează că datorită echivalării curbei reale sinusoidale cu o curbă în dinți, forma răspunsului obținut prin calcul va fi diferită de forma reală a răspunsului; avînd însă, în vedere că efectele integrate sînt aceleași, se apreciază că nu vor exista diferențe esențiale în ceea ce privește curba rezultantă pe o perioadă.

Se mai reține că amplitudinea sinusoidei s-a considerat egală cu 1, deci toate mărimile vor fi raportate la aceasta.

ANEXA 2.

VALORI ALE PARAMETRILOR. SOLUȚII.

Funcțiile de transfer și valorile adoptate pentru parametrii schemelor sînt prezentate în tabelul A.1 și tabelul A.3 (pentru cazul intrării treaptă unitate și intrare rampă).

În tabelul A.2 și A.4 se prezintă forma soluției în timp pentru răspuns (variația puterii mecanice la mașina primară) și expresiile constantelor corespunzătoare obținute după rezolvarea funcției transformate. Funcția transformată rezultantă (transformata Laplace) s-a obținut în fiecare caz din funcția de transfer a regulatorului în concordanță cu schemele bloc prezentate în paragraful 2 și funcția transformată a impulsului de intrare $\left(\frac{1}{s}\right)$ pentru intrare treaptă unitate și $\frac{1}{s^2}$ pentru intrare rampă unitate).

Tabelul A.1

Caracteristicile reguletoarelor de turajie și a instalațiilor primare (Intrarea treaptă unitate)

Schema nr.	Funcția de transfer a regulatorului	Valorile considerate pentru parametrul						Nr. grupuri curbe obținute
		K_1	$T_1(T_6)$	$T_2(T_4)$	$T_3(T_7)$	$T_4(T_8)$	K_2	
1	$\frac{-K_1}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$	(10, 20, 25) 1	0,1; 0,14; 0,18; 0,22; 0,1; 0,3; 0,5; 0,7	0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,2; 0,6; 1; 1,4	—	—	—	8
2	$\frac{-K_1K_2K_3}{(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)}$	(3·10 ⁻³) 1	0,1; 0,3; 0,5; 0,7;	0,2; 0,6; 1	0,05; 0,13 0,21;	—	—	7
3	$\frac{-K_1(1+K_4T_4s)}{(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)(1+T_4s)}$	(0,53, 0,219) 1	0,1; 0,3; 0,5; 0,7	0,2; 1	0,05; 0,21	3; 9; 10;	0,1 0,2 0,3 0,4	8
4	$\frac{-K_1(1+T_6s)(1-T_7s)}{(1+T_3s)(1+T_6s)(1+0,5T_7s)}$	(20) 1	10; 20; 30	0,3; 0,5	0,9; 1,2; 1,6	4; 6;	—	7

Soluțiile pentru intrarea treaptă unitate (transformata $\frac{1}{s}$) Tabelul A.2

Schema		1	2	3	4
Denumirea					
Soluția generală $\Delta P_m(t)$		$A_0 + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} +$ $+ A_3 e^{-\frac{t}{T_3}} + A_4 e^{-\frac{t}{T_4}}$			$A_0 + A_5 e^{-\frac{t}{T_5}} + A_6 e^{-\frac{t}{T_6}} +$ $+ A_7 e^{-\frac{t}{T_7}}$
Expresiile constantelor	A_0	K_1			K_1
	A_1 (A_5)	$-\frac{K_1 (T_1 - K_2 T_4) T_1^2}{(T_1 - T_2) (T_1 - T_3) (T_1 - T_4)}$			$-\frac{K_1 (T_5 - T_8) (T_5 + T_7)}{(T_5 - T_6) (T_5 - T_7)}$
	A_2 (A_6)	$-\frac{K_1 (T_2 - T_2 T_4) T_2^2}{(T_2 - T_1) (T_2 - T_3) (T_2 - T_4)}$			$-\frac{K_1 (T_6 - T_8) (T_6 + T_7)}{(T_6 - T_5) (T_6 - T_7)}$
	A_3 (A_7)	$-\frac{K_1 (T_3 - K_2 T_4) T_3^2}{(T_3 - T_1) (T_3 - T_2) (T_3 - T_4)}$			$-\frac{K_1 (T_7 - T_8) (T_7 + T_7)}{(T_7 - T_5) (T_7 - T_6)}$
	A_4	$-\frac{K_1 (T_4 - K_4) T_4^2}{(T_4 - T_1) (T_4 - T_2) (T_4 - T_3)}$			—
Valori particulare ale parametrilor în funcție de schemă	T_1, A_0 A_1	$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	Obs.: $T_7' = 0,5 \cdot T_7$
	T_2, A_2 A_2	$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	
	T_3, A_3 A_3	0	$\neq 0$	$\neq 0$	
	T_4, A_4 A_4	0	0	$\neq 0$	

Caracteristicile reguletoarelor de turație și a instalațiilor primare (Intrare rampă) Tabelul A.3

Schema nr.	Valorile considerate pentru parametrii					Nr. grupuri curbe obținute			
	$T_1 (T_s)$	$T_2 (T_s)$	$T_3 (T_7)$	$T_4 (T_s)$	K_2	1 Hz	0,5 Hz	0,1 Hz	total
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0,2	0,3; 0,4; 0,5	—	—	—	1	1	1	3
2	"	"	0,1	—	—	1	1	1	3
3	"	"	"	7, 8, 9	0,1; 0,2; 0,3	3	3	3	9
4	20; 20; 30	0,3; 0,5; 0,7;	0,7; 0,2; 1,7;	2; 4; 6	—	4	4	4	12

Tabelul A.4

Soluțiile pentru intrarea rampă (transformata $\frac{1}{S^2}$)

Schema		1	2	3	4
Denumirea					
Soluția generală $\Delta P(t)$		$A_{02}t + A_{01} + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + A_3 e^{-\frac{t}{T_3}} + A_4 e^{-\frac{t}{T_4}}$			$A_{02} + A_{01} + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + A_3 e^{-\frac{t}{T_3}}$
Expresiile constantelor	A_{02}	K_1			K_1
	A_{01}	$K_1 [K_2 T_4 - (T_1 + T_2 + T_3 + T_4)]$			$K_1 [(T_8 - T_7) - (T_1 + T_2 + T_3)]$
	A_1	$\frac{K_1 T_1^3 (T_1 - K_2 T_4)}{(T_1 - T_2) (T_1 - T_3) (T_1 - T_4)}$			$\frac{KT_1 (T_1 - T_8) (T_1 + T_7)}{(T_1 - T_2) (T_1 - T_3)}$
	A_2	$\frac{K_1 T_2^3 (T_2 - K_2 T_4)}{(T_2 - T_1) (T_2 - T_3) (T_2 - T_4)}$			$\frac{KT_2 (T_2 - T_8) (T_2 + T_7)}{(T_2 - T_1) (T_2 - T_3)}$
	A_3	$\frac{KT_3^3 (T_3 - K_2 T_4)}{(T_3 - T_1) (T_3 - T_2) (T_3 - T_4)}$			$\frac{KT_3 (T_3 - T_8) (T_3 + T_7)}{(T_3 - T_1) (T_3 - T_2)}$
	A_4	$\frac{K_1 T_4^3 (T_4 - K_2 T_4)}{(T_4 - T_1) (T_4 - T_2) (T_4 - T_4)}$			—
Valori particulare ale parametrilor în funcție de schemă		—			aceeași situație ca și în tabelul A.2.

BIBLIOGRAFIE

1. Venikov, V. A., *Perehodnie elektromehaničeskie protsessi v elektriceskikh sistemah*, Moskva-Leningrad, Izd. Energhia, 1964.
2. Looten, R. Performances comparées de régulations électriques et hydrauliques des turbines à vapeurs, *Revue Générale de l'Electricité*, 1969, nr. 6, pp (602—613).
3. Lokay, H. E. Bolger, R. L. Effect of Turbine—Generator Representation in System Stability Studies, *IEEE Transactions on PAS*, 1965, nr. 10, pp (933—940).

4. Olive, D. W., New Techniques for the Calculation of Dynamic Stability, IEEE Transactions, on PAS, 1966, july vol. 85, nr. 7, pp (767—776).
5. Dineley, M. W., Kennedy, M. W., Influence of Governors on Power-System Transient Stability, Proceedings of the IEE 1964, nr. 1, pp (98—106).
6. Venikov, V. A., Regulirovanie turbini kak sredstvo ulucisenia perehodnih protsessov elektriceskikh sistem, Elektricestvo, 1967, nr. 2, pp (13—21).
7. Humpage, W. D., Saha, T. N., Digital-computer methods in dynamic-response analysis of turbogenerator units, Proceedings, IEE 1967, vol. 114, nr. 8, pp (1115—1130).
8. Ramey, D. C., John, W., Skoogland, Detailed Hydrogovernor Representation for System Stability Studies, IEEE Transactions on PAS, 1970, nr. 1, pp (106—111).
9. Scheiff, F. R., Angell, R. R., Governor Tests by Simulated Isolation of Hydraulic Turbine Units, IEEE Trans. on PAS, 1968, vol. 87, nr. 5, may, pp (1263—1269).
10. Shackshaft, G., General-purpose turbo-alternator model, Proceedings IEEE, 1963, vol. 110, nr. 4, april, pp (793—713).
11. Prabhaskar, K., Janischewski, W., Digital Simulation of Multima-chine Power Systems for Stability Studies, IEEE Transactions on PAS, 1968, nr. 1, pp (73—79).
12. Yao-Nan Yu, Vongsurja, K., Steady-State Stability Limits of a Regulated Synchronous Machine Connected to an Infinite System, IEEE Trans. on PAS, 1966, pp (759—766).
Power System Performance, IEEE Trans. on PAS. 1969 vol. 88, nr. 5, may pp (752—756).
13. Concordia, Gh., Effect of Prime-Mover Speed Control Characteristics on Electric.
14. Mello, F. P., Ewart, D. N., Temoshok, M., Stability of Synchronous Machines as Affected by Excitation Systems, Machine and System Parameters, Proceedings of the American Power Conference, 1965, volume XXVII, pp (1150—1158).
15. Hanson, O. W., Goodwing, C. J., Dandeno, P. L., Influence of Excitation and Speed Control Parameters in stabilizing Intersystem Oscillations, IEEE Trans., on PAS, 1968, vol. 87, nr. 5, may, pp (1306—1313).

ИЗОБРАЖЕНИЕ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРИНАДЛЕЖАЩИХ ГЕНЕРАТОРНЫМ ГРУППАМ И ЧИСЛЕННЫЙ ИХ АНАЛИЗ.

I. РЕГУЛЯТОРОВ ОБОРОТОВ ПЕРВИЧНОЙ МАШИНЫ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены 4 блок-схемы, типичные для системы регулирования оборотов и первичные установки синхронных генераторов.

Анализируется ответ во времени каждого регулятора, применяя входные сигналы вида ступень единица и рампа.

В виду этого используется численная вычислительная машина и параметрический анализ ответа.

Перерабатываются и анализируются результаты и делаются сопоставимые выводы относительно характеристик разных схем, а также и способа изображения регуляторов оборотов и первичных установок.

LA REPRÉSENTATION DES SYSTÈMES DE RÉGLAGE
AFFÉRENTS AUX GROUPES GÉNÉRATEURS ET LEURS
ANALYSE NUMÉRIQUE. I. LE RÉGULATEUR DE VITESSE
DE LA MACHINE PRIMAIRE

(RÉSUMÉ)

Dans le cadre du travail on présente 4 schémas bloc typiques pour le système de réglage de vitesse et les installations primaires des alternateurs synchrones.

On fait l'analyse de la réponse temporelle de chaque régulateur, en utilisant des signaux d'entrée, de type échelon unité et rampe.

Dans cet but s'utilisent un calculateur numérique et l'analyse paramétrique de la réponse.

On fait la préparation et l'analyse des résultats, en retenant les conclusions comparatives, relatives aux caractéristiques des différents schémas et à la manière de représentation de régulateurs de vitesse et des installations primaires.

LA REPRÉSENTATION DES SYSTÈMES DE RÉGLAGE APPRÉHENS AUX GROUPEMENTS GÉNÉRALISÉS ET LEURS ANALYSE NUMÉRIQUE. I. LE RÉGULATEUR DE VITESSE DE LA MACHINE PRIMAIRE

(Résumé)

Dans le cadre du travail en cours on présente à schématiser typique pour le système de réglage de vitesse et les installations primaires des alternateurs synchrones.

On fait l'analyse de la réponse temporelle de chaque régulateur, en utilisant des signaux d'entrée de type échelon unitaire et rampes.

Dans cet but s'utilisent un calculateur numérique et l'analyse paramétrique de la réponse.

On fait la préparation et l'analyse des résultats, en tenant les conclusions comparatives relatives aux caractéristiques des différents schémas et à la mise en œuvre de la représentation de régulateurs de vitesse et des installations primaires.

REPREZENTAREA SISTEMELOR DE REGLARE AFERENTE GRUPURILOR GENERATOARE ȘI ANALIZA LOR NUMERICĂ. II. SISTEMUL DE EXCITAȚIE ȘI DE REGLARE A TENSIUNII

DE
O. CRIȘAN

I. GENERALITĂȚI

Spre deosebire de sistemul de reglare a turației, sistemul de excitație și reglare a tensiunii, avînd constante de timp mai mici, este mult mai eficace în timpul fenomenelor tranzitorii la care este supus generatorul sincron.

În această direcție, în ultimii ani s-au obținut rezultate deosebite, prin utilizarea pentru sistemul de reglare a unor mărimi de intrare suplimentare (reglare intensivă), cum ar fi: unghiul δ , puterea acceleratoare, frecvența, deviația tensiunii la borne etc. și (sau) derivatele lor [1], [2], [3], [4]; de asemenea, performanțe deosebite s-au obținut prin utilizarea sistemelor de excitație cu elemente statice, care s-au dovedit mult superioare sistemelor de excitație clasice, cu mașini rotative [5], [6].

Prin utilizarea acestor sisteme perfecționate de excitație și reglare a tensiunii se obțin o serie de avantaje dintre care se amintesc: posibilitatea utilizării în condiții acceptabile a generatoarelor de construcție obișnuită, mai ieftine; posibilitatea creșterii substanțiale a limitei de stabilitate dinamică și statică; creșterea efectului amortizor al sistemului de reglare etc. [3], [7].

Avînd astfel în vedere rolul deosebit de important al sistemului de excitație și reglare a tensiunii, cunoașterea comportării sale la diferite semnale de intrare este deosebit de utilă, pentru compararea performanțelor.

2. SCHEME BLOC SIMPLIFICATE, UTILIZATE PENTRU REPREZENTAREA SISTEMULUI DE EXCITAȚIE ȘI REGLARE A TENSIUNII

Ca și în cazul reglatoarelor de turație, gradul de detaliere în reprezentarea prin scheme bloc a sistemului de excitație și reglare a tensiunii (SERT), depinde de scopul urmărit în studiu (paragraful 2, Partea I-a). Deoarece se urmărește doar analiza cazurilor în care SERT intervine doar ca o componentă a unui ansamblu complex de elemente, se vor avea în vedere numai schemele bloc

simplificate. Aceste reprezentări simplificate se pot utiliza de exemplu pentru analiza regimurilor dinamice ale grupului generator cu SERT, fără ca performanțele acestuia să formeze obiectul central al studiului.

În acest context, (și admitînd aceleași simplificări ca cele menționate în paragraful 2, Partea I-a), se constată că pot fi separate, următoarele scheme bloc, mai frecvent folosite :

a) schema nr. 1 [8], [9], (fig. 1).

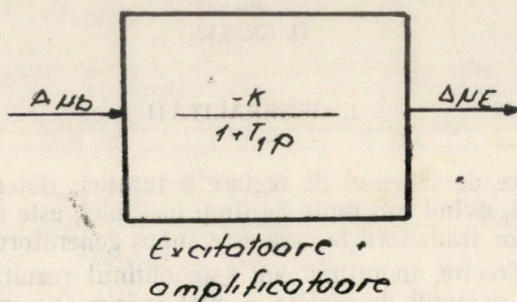


Fig. 1. Schema nr. 1.

Aceasta este cea mai simplă schemă pentru SERT.

b) Schema nr. 2. [10], [11], [12], (fig. 2)

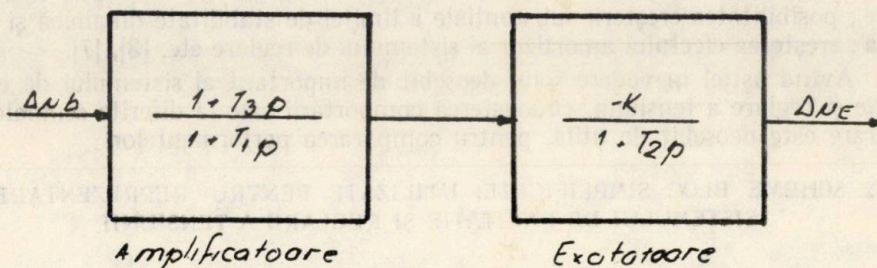


Fig. 2. Schema nr. 2.

Aceasta este o schemă care se utilizează de obicei pentru sistemele statice de excitație, cu răspuns rapid.

c) Schema nr. 3. [13], [14], [15],

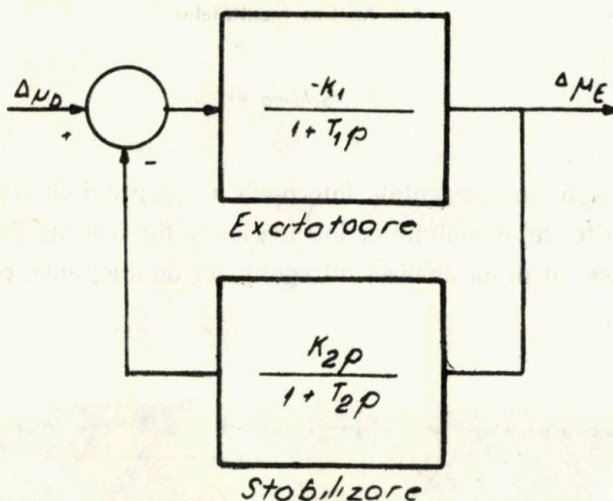


Fig. 3. Schema nr. 3.

Aceasta este o schemă simplificată pentru SERT cu circuite de stabilizare.

În aceste scheme s-a notat cu Δu_D , variația tensiunii la bornele generatorului ca mărime de intrare și cu Δu_E , variația tensiunii la bornele înfășurării de excitație a generatorului, ca mărime de ieșire; K sînt constantele de amplificare iar T , constantele de timp corespunzătoare elementelor componente ale SERT.

3. ANALIZA NUMERICĂ A SERT

3.1. Regimurile considerate. Descrierea rezultatelor

S-a analizat pe un calculator numeric, răspunsul în timp pentru cele 3 scheme prezentate, considerînd diferite valori pentru parametrii și semnalele de intrare de formă treaptă unitară și rampă unitate (ultimul aproximează un semnal de intrare sinusoidal).

Se precizează că, spre deosebire de regulatorul de turație, pentru SERT, intrarea sub formă de treaptă unitate poate fi un caz real.

În tabelele din Anexă sînt prezentate funcțiile de transfer ale schemelor bloc considerate pentru SERT și valorile corespunzătoare ale parametrilor (Tabelul A.1 și Tabelul A.3) cît și răspunsurile în timp pentru intrarea pantă unitate (Tabelul A.2) și intrare rampă (Tabelul A.4).

Referitor la modul de obținere și prezentare a rezultatelor, toate celelalte precizări cuprinse în paragraful 3.2 din Partea I-a, rămîn valabile și aici.

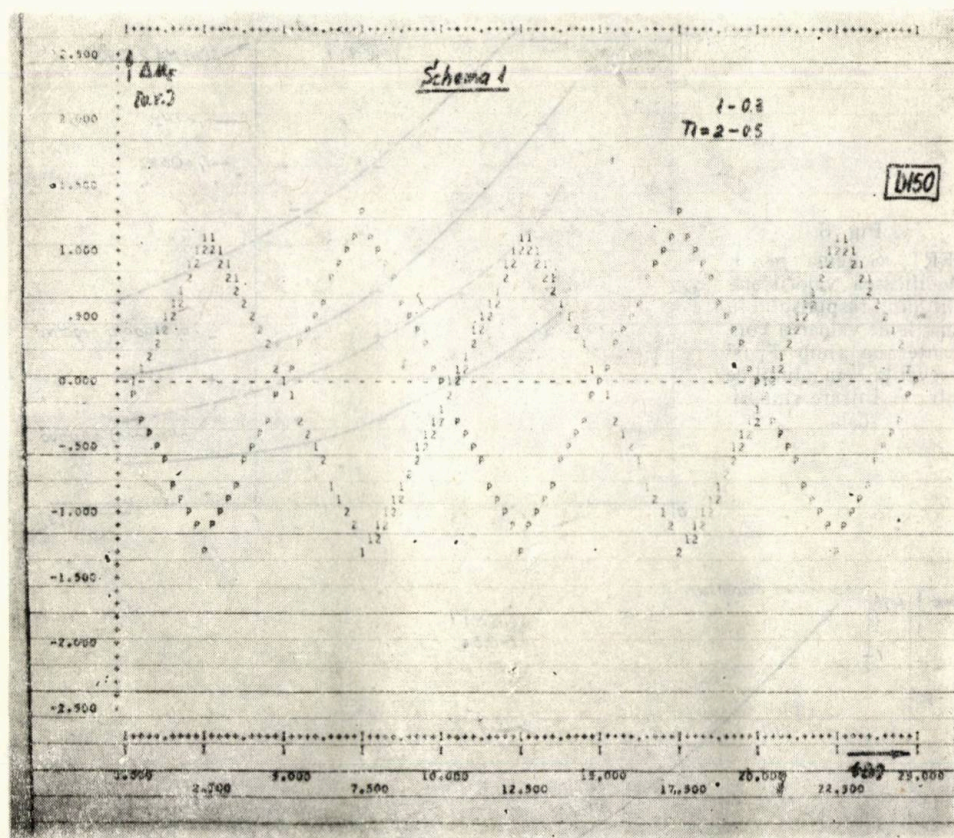


Fig. 5. Răspunsul în timp al SERT. Schema nr. 1. Intrare sinusoidală $F_1=0,1$ Hz.

Din analiza diagramelor se remarcă următoarele caracteristici principale :

- în toate cazurile eficacitatea reglajului crește cu micșorarea frecvenței semnalului de intrare, (fig. 4 și fig. 5) ;
- în special la frecvențele mari ale semnalului de intrare se remarcă tendința ca amplitudinea alternanței negative a răspunsului să fie mai mare, (fig. 4) ;
- din cauza inerției, răspunsul regulatorului (pronunțat alternanța negativă și neînsemnat alternanța pozitivă) prezintă o întârziere față de semnalul de intrare și această întârziere scade odată cu micșorarea frecvenței (fig. 4 și fig. 5).

Fig. 6.
SERT. Schema nr. 1.
Modificarea valorii amplitudinii răspunsului în funcție de valoarea constantei de timp T_1 și frecvența semnalului de intrare. Intrare sinusoidală.

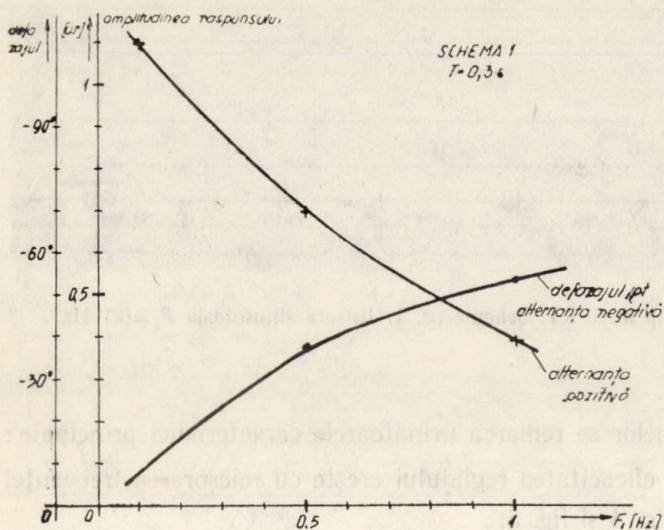
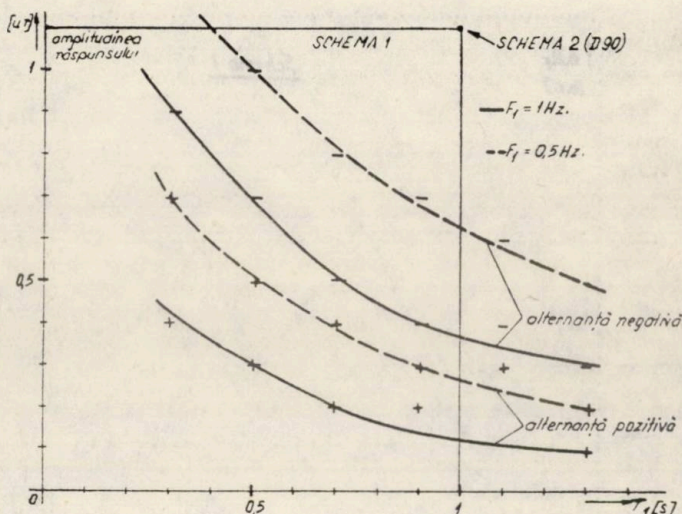


Fig. 7.

SERT. Schema nr. 1. Modificarea valorii amplitudinii răspunsului și a defazajului între semnalul de intrare și semnalul de ieșire, în funcție de F_1 . Intrare sinusoidală

3.2.2. Schema nr. 2

Din analiza diagramelor obținute se constată prezența următoarelor caracteristici:

— diferențele între alternanța pozitivă și cea negativă sînt mai puțin însemnate (fig. 8);

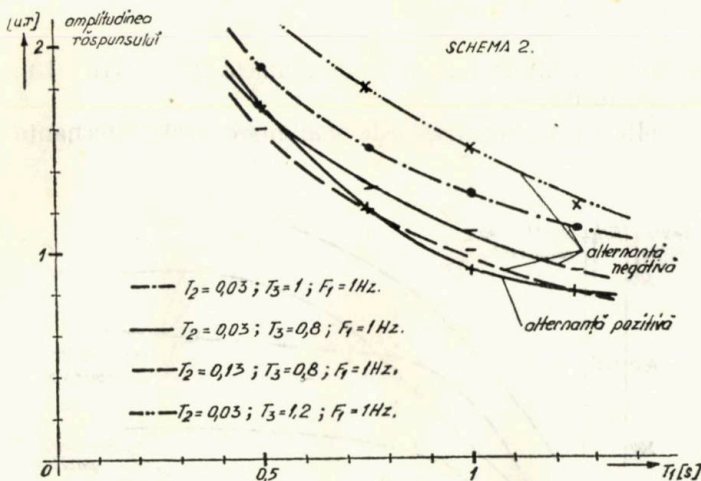


Fig. 8.
SERT. Schema nr. 2.
Modificarea valorii amplitudinii răspunsului în funcție de constantele de timp. Intrare sinusoidală. $F_1 = 1$ Hz.

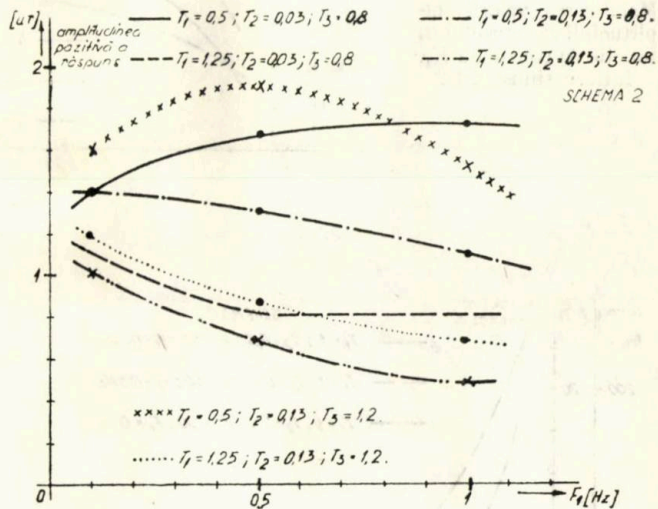


Fig. 9.
SERT. Schema nr. 2.
Modificarea valorii amplitudinii pozitive a răspunsului, în funcție de frecvența semnalului de intrare și constantele de timp. Intrare sinusoidală

- întârzierea răspunsului față de semnalul de intrare este mult redusă față de cazul anterior;
- dintre constantele de timp, cele care au influența cea mai mare sînt T_1 și T_3 ;
- schema este puțin sensibilă față de valoarea frecvenței semnalului de intrare (fig. 9).

3.2.3 Schema nr. 3

Din analiza rezultatelor, prezentate sintetic în diagramele din fig. (10–13), se desprind următoarele concluzii :

— în toate cazurile alternanța negativă este mai mare decât alternanța pozitivă (fig. 10) ;

Fig. 10.
SERT. Schema nr. 3.
Modificarea valorii amplitudinii răspunsului în funcție de constanta K_1 .
Intrare sinusoidală.

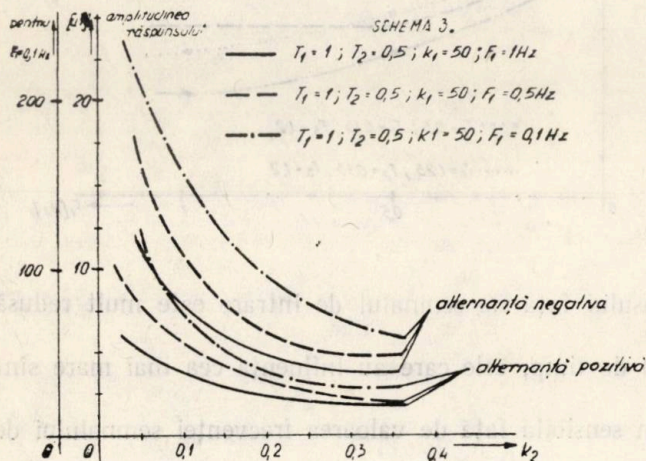
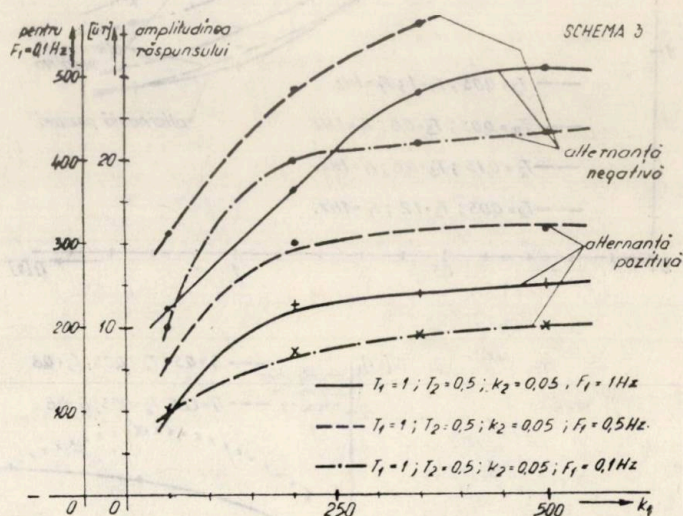


Fig. 11.

SERT. Schema nr. 3. Modificarea valorii amplitudinii răspunsului în funcție de constanta K_2 . Intrare sinusoidală.

Fig. 12.

SERT. Schema nr. 3. Modificarea valorii amplitudinii pozitive a răspunsului în funcție de constanta T_1 . Intrare sinusoidală.

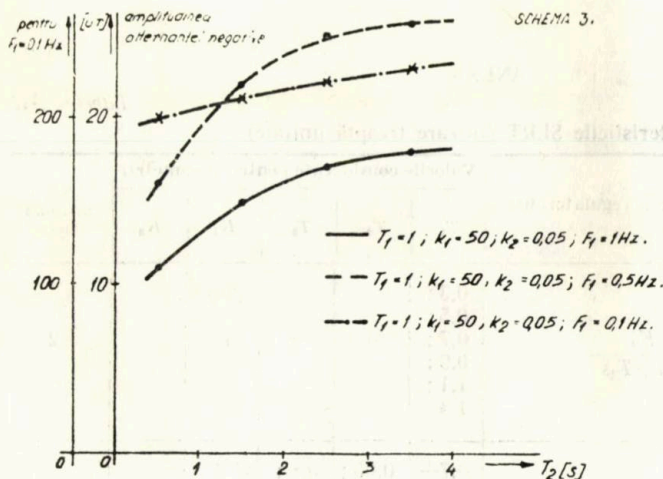
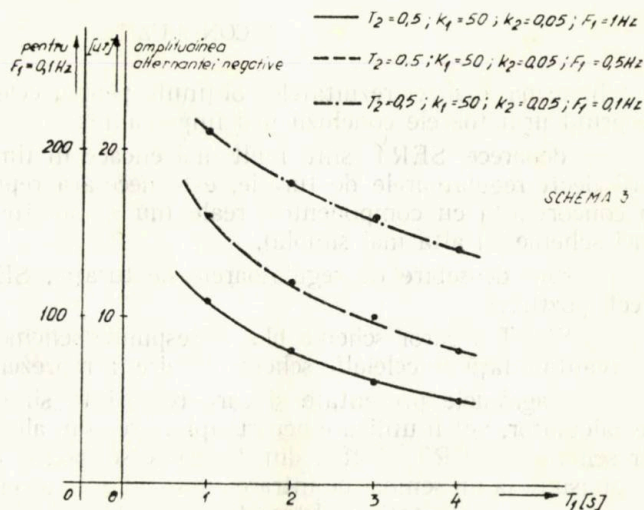


Fig. 13.

SERT. Schema nr. 3. Modificarea valorii amplitudinii negative a răspunsului în funcție de constanta T_2 . Intrare sinusoidală.

— în domeniul valorilor adoptat pentru parametrii, amplitudinea răspunsului este proporțională cu K_1 și T_2 și invers proporțională cu T_1 și K_2 (fig. 10, 11, 12, 13);

— reducerea frecvenței semnalului de intrare, determină creșterea eficacității reglajului.

4. CONCLUZII

În urma analizei rezultatelor obținute pentru cele 3 scheme analizate, se desprind următoarele concluzii mai importante:

— deoarece SERT sînt mult mai eficace în timpul fenomenelor tranzitorii decît regulatoarele de turație, este necesară reprezentarea lor potrivită, în concordanță cu componentele reale (nu se admite întotdeauna înlocuirea unei scheme cu alta mai simplă),

— spre deosebire de regulatoarele de turație, SERT au întotdeauna un efect pozitiv,

— SERT a căror schemă bloc corespunde schemei nr. 2, prezintă o serie de avantaje față de celelalte scheme admise în reprezentarea simplificată,

— diagramele prezentate și care reprezintă sintetic rezultatele obținute pe calculator, pot fi utilizate pentru aprecierea sau alegerea valorilor parametrilor schemelor SERT. Astfel, din diagrame se poate citi direct caracteristica răspunsului la un semnal de intrare cunoscut și la o reprezentare adoptată pentru sistemul de excitație și de reglare a tensiunii; invers, la un răspuns dorit și schemă dată se pot stabili valorile potrivite pentru parametrii.

Primit la redacție la data de 16.1.1974.

ANEXA

Tabelul A.1

Caracteristicile SERT (Intrare treaptă unitate)

Schema nr.	Funcția de transfer a regulatorului	Valorile considerate pentru parametrii					Nr. grupuri curbe
		T_1	T_2	T_3	K_1	K_2	
1	$-\frac{K_1}{1+T_1s}$	0,3; 0,5; 0,7; 0,9; 1,1; 1,3	—	—	(20) 1	—	2
2	$-\frac{K_1(1+T_3s)}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$	0,7; 0,95 1,2	0,03; 0,08; 0,13; 0,18	0,8; 1; 1,2; 1,4	(200— 700) 1	—	8
3	$-\frac{K_1(1+T_2s)}{T_1T_2s^2+(T_1+T_2+K_1K_2)s+1}$	1; 2; 3	0,5; 1,5; 2,5	—	30; 70 110; 50; 200; 350	0,05; 0,15; 0,25;	18

Soluțiile pentru intrare treaptă unitate (transformata $\frac{1}{s}$)

Tabelul A.2

Schema \ Denumire	Soluția generală $\Delta u_E(t)$	Expresiile constantelor		
		A_0	$A_1 (A_{12})$	$A_2 (A_{11})$
1	$A_0 + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}}$	K_1	$-K_1$	—
2	$A_0 + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} +$ $+ A_2 e^{-\frac{t}{T_2}}$	K_1	$-K_1 \frac{T_1 - T_3}{T_1 - T_2}$	$-K \frac{T_2 - T_3}{T_2 - T_1}$
3	$A_0 + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$	K_1	$\frac{K_1}{T_1 T_2} \cdot \frac{1 + T_2 s_1}{s_1 (s_1 - s_2)}$	$\frac{1}{T_1 T_2} \cdot \frac{1 + T_2 s_2}{s_2 (s_2 - s_1)}$
	$A_0 + A_{12} e^{s_1 t} + A_{11} e^{s_2 t}$	K_1	$K_1 s_1 (1 + T_2 s_1)$	$-K_1$
σ	$A_0 + 2 A_1 \times$ $\times e^{\sigma t} \cdot \sin(\omega_d t + \Phi)$	K_1	$\frac{K_1}{2 T_1 T_2 \omega_d C} \times$ $\times \sqrt{\omega_d^2 + (\sigma + T_2 C)^2}$	$\sigma = -\frac{B}{2A}$ $\omega_d = \frac{\sqrt{4AC - B^2}}{2A}$

Caracteristicile SERT (Intrare rampă)

Tabelul A.3

Schema nr.	Valorile considerate pentru parametrii					Nr. grupuri curbe			
	T_1	T_2	T_3	K_1	K_2	1 Hz	0,5 Hz	0,1 Hz	Total
1	0,3; 0,5; 0,7; 0,9; 1,1; 1,3	—	—	—	—	3	3	3	9
2	0,5; 0,75; 1; 1,25; 10; 40; 70	0,03; 0,08; 0,13	0,8; 1; 1,2	—	—	24	18	12	54
3	1; 2; 3; 4	0,5; 1,5; 2,5; 3,5;	—	50; 200; 350; 500	0,05; 0,15; 0,25; 0,35	8	8	8	24

Tabelul A.4

Soluțiile pentru intrarea rampă (transformata $\frac{1}{s^2}$)

Dimensiunea Schema	Soluția generală $\Delta u_E(t)$	Expresiile constantelor			
		A_{02}	A_{01}	$A_1 (A_{12})$	$A_2 (A_{11})$
1	$A_{02}t + A_{01} + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}}$	K_1	$-K_1 T_1$	$K_1 T_1$	—
2	$A_{02}t + A_{01} + A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}}$	K_1	$K_1 (T_3 - T_2 - T_1)$	$K_1 \frac{T_1 (T_1 - T_3)}{(T_1 - T_2)}$	$K_1 \frac{T_2 (T_2 - T_3)}{(T_2 - T_1)}$
3	$A_{02}t + A_{01} + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$	K_1	$\frac{K_1}{C} (T_2 C - B)$	$\frac{K_1}{T_1 T_2} \cdot \frac{1 + T_2 s_1}{s_1^2 (s_1 - s_2)}$	$\frac{K_1}{T_1 T_2} \cdot \frac{1 + T_2 s_2}{s_2^2 (s_2 - s_1)}$
	$A_{02}t + A_{01} + A_{11} t^2 \cdot e^{s_1 t} + A_{11} e^{s_1 t}$	K_1	$K_1 \frac{2 + T_2 s_1}{s_1}$	$K_1 (1 + T_2 s_1)$	$-K_1 \frac{2 + T_2 s_1}{s_1}$
	$A_{02}t + A_{01} + 2 A_1 e^{\omega_d t} \times \sin(\omega_d t + \Phi)$	K_1	$K_1 \frac{T_2 C - B}{C}$	$A_1 = \frac{K_1}{2C\omega_d} \sqrt{P^2 + Q^2}$ $\omega_d = \frac{4C - B^2}{2}$; $\sigma = -\frac{B}{2}$ $\Phi = \arctg \frac{Q}{P} + \frac{3\pi}{2}$	

BIBLIOGRAFIE

1. Dandeno, P. L., și alții, Effect of High-Speed Rectification Excitation Systems on Governor Stability Limits, IEEE Transactions on PAS, 1968, nr. 1, pp (190—196).
2. Demello, F. P., Concordia, Ch., Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, IEEE Trans. on PAS, 1969, vol. 88, nr. 4, april, pp (316—329).
3. Venikov, V. A. și alții, Silnoe regulirovanie v elektriceskih sistemah, Elektriceskie Stanții, 1960, nr. 6, pp (43—49).
4. * * *, Computer Representation of Excitation Systems, IEEE Committee Raport, IEEE Trans. on PAS, 1968, nr. 6, pp (1460—1464).
5. Barret, P., Contribution a l'étude de l'excitation statique des alternateurs, Revue Générale Electricite, 1961, nr. 9, pp (437—445).
6. Rieger, F., Kritische Betrachtung über Erregersysteme für grosse Turbogeneratoren, ETZ-A, 1966, H 26, 23, 12, pp (952—955).
7. Dineley, J. L., și alții, Optimized Transient Stability from Excitation Control of Synchronous Generators, IEEE Transactions on PAS, 1968, nr. 8, pp (1696—1705).
8. Ness, Van J. E., Kem, F. B., Use of Exponential of the System Matrix to Solve the Transient Stability Problem, IEEE Transactions on PAS, 1970, nr. 1, pp (83—87).
9. Undrill, J. M., Power System Stability Studies by the Method of Liapunov, I, IEEE Trans. on PAS, 1967, vol. 86, nr. 7, july, pp (791—800).
10. Brown, P. G. și alții, Effects of Excitation, Turbine Energy Control, and Transmission on Transient Stability, IEEE Trans. on PAS, 1970, vol. 89, nr. 6, july/august, pp (1247—1252).
11. Lokay, H. E., Bolger, R. L., Effect of Turbine-Generator Representation in System Stability Studies, IEEE Transactions on PAS, 1965, nr. 10, pp (933—940).
12. Olive, D. W., New Techniques for the Calculation of Dynamic Stability, IEEE Transactions, on PAS, 1966, vol. 85, nr. 7, july, pp (767—776).
13. Colombo, A., și alții, Determination of the Dynamic Response of Electrical by Means of a Digital Program, IEEE Transactions on PAS, 1968, nr. 6, pp (1411—1418).
14. Humpage, W. D., Stott, B., Predictor-corrector methods of numerical integration in digital-computer analysis of power-system transient stability, Proceedings IEE, 1965, vol. 112, nr. 8, august, pp (1557—1565).
15. Kasturi, R., Doraraju, P., Sensitivity Analysis of Power Systems, IEEE Trans. on PAS, 1969, vol. 88, nr. 10, oct. pp (1521—1527).

ИЗОБРАЖЕНИЕ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРЕНАДЛЕЖАЩИХ ГЕНЕРАТОРНЫМ ГРУППАМ И ЧИСЛЕННЫЙ ИХ АНАЛИЗ.

II. ВОЗБУДИТЕЛЬНАЯ И РЕГУЛИРУЮЩАЯ СИСТЕМА НАПРЯЖЕНИЯ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены 3 блок-схемы типичные для упрощенного изображения системы возбуждения и регулирования напряжения синхронных генераторов.

Анализируется ответ во времени каждого регулятора, применяя входные сигналы вида ступень единица и рампа.

В виду используется численная вычислительная машина и параметрический анализ ответа.

Перерабатываются и анализируются результаты и делаются сопоставимые выводы относительно характеристик различных схем и относительно способа изображения возбудительной и регулирующей системы напряжения.

LA REPRÉSENTATION DES SYSTÈMES DE RÉGLAGE AFFÉRENTS AUX GROUPES GÉNÉRATEURS ET LEURS ANALYSE NUMÉRIQUE.

II. LE SYSTEME D'EXCITATION ET DE RÉGLAGE DE TENSION

(RÉSUMÉ)

Dans le cadre du travail on présente 3 schémas-bloc typiques pour la représentation simplifiée de système d'excitation et de réglage de tension des alternateurs synchrones.

On fait l'analyse de la réponse temporelle de chaque régulateur, en utilisant des signaux d'entrée, de type échelon unité et rampe.

Dans cet but s'utilisent un calculateur numérique et l'analyse paramétrique de la réponse.

On fait la préparation et l'analyse des résultats, en retenant les conclusions comparatives, relatives aux caractéristiques des différents schémas et à la manière de représentation de système d'excitation et de réglage de tension.

STUDIUL EXPERIMENTAL AL FUNCȚIONĂRII RELEELOR INTERMEDIARE TEMPORIZATE RI-3T, ÎN CONDIȚIILE MONTĂRII PE PODURI RULANTE*)

DE

I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, T. DRAGOMIR, P. PAVKOV

1. INTRODUCERE

Releele intermediare temporizate de tipul RI-3T, sînt folosite ca aparate de protecție la mașinile de ridicat al căror regim de lucru se caracterizează prin șocuri și vibrații intense. S-a pus astfel problema dacă aceste releee corespund funcțional regimului de lucru al instalațiilor de ridicat și dacă nu transmit comenzi false. De aceea ele au fost supuse unui șir de încercări prevăzute în NID-2223-67 al Uzinei Electromagnetica București, producătoarea releelor. Ordinea încercărilor a fost următoarea : analiza modului de prezentare a releelor înainte încercărilor, verificarea împrăstierii temporizării înainte de probele de scuturături și vibrații, verificarea erorii de indicare a temporizării înainte de aceleași probe, verificarea siguranței în funcționare în domeniul de variație admis pentru tensiunea de alimentare, verificarea căderii de tensiune pe contacte, verificarea consumului de putere, verificarea comportării la scuturături, verificarea comportării la vibrații, verificarea împrăstierii temporizării după probele de scuturături și vibrații și verificarea erorii de indicare a temporizării după aceste probe.

În vederea verificării comportării la vibrații și scuturături, impuse prin STAS 553-68, s-a proiectat și realizat la laboratorul de Aparate electrice un stand original de încercări care are ca elemente componente de primă importanță un transformator de curent cu mai multe domenii în secundar, un vibrator electromagnetic și o instalație pentru producerea scuturărilor.

S-au încercat un număr de 4 releee RI-3T, toate de același tip constructiv, cu temporizare la declanșare, cu gama de temporizare cuprinsă între 0 și 5 s.

2. VERIFICAREA TEMPORIZĂRII RELEELOR

În cadrul acestor verificări s-a urmărit respectarea condițiilor impuse de NID 2223-67 și anume determinarea împrăstierii temporizării față de media a 10 măsurători și determinarea erorii de indicare a temporizării. În acest sens

* Rezultate comunicate la Sesiunea științifică a cadrelor didactice din Institutul Politehnic „Traian Vuia” din Timișoara, 15–16 decembrie 1972.

s-au realizat scheme originale care folosesc un secundometru, conform montajului din fig. 1 în cazul utilizării contactelor normal închise, iar în cazul utilizării contactelor normal deschise a fost realizat montajul din fig. 2.

Seminificația notațiilor din aceste figuri este următoarea :

S — secundometru electric (fabricație EAW) ; $1S, 2S, 3S, 4S, 5S$ — bornele secundometrului ; K — contactor electromagnetic ; H — întrerupător monopolar cu pîrghie ; R, S, O — bornele de fază și nul ale rețelei de 380/220 V.

Se constată că în momentul realizării unei legături electrice între bornele $3S$ și $4S$ (fig. 1), sau al întreruperii alimentării la bornele $3S$ și $5S$ (fig. 2), acul indicator al secundometrului se oprește. Alimentînd secundometrul între bornele $1S, 2S$ și între bornele $3S$ și $5S$ cu tensiunea de 220 V, și bobina releului $RI-3T$ la 380 V, funcționarea schemei din fig. 1 este următoarea : întrerupătorul H fiind inițial deschis acul secundometrului nu se rotește datorită legăturii între bornele $3S$ și $4S$ realizată prin contactele $RI-3T$ (5, 6) și K (3, 4). La închiderea lui H , se deschid contactele K (3, 4) și $RI-3T$ (5, 6), iar acul secundometrului nu se rotește. La deschiderea lui H , contactul K (3, 4) se închide instantaneu, iar $RI-3T$ (5, 6) numai după temporizarea reglată. La închiderea lui K (3, 4) acul indicator începe să se rotească, oprindu-se la închiderea lui $RI-3T$ (5, 6) și marcînd astfel temporizarea dorită. La schema din fig. 2, H fiind inițial deschis, acul secundometrului nu se rotește datorită întreruperii

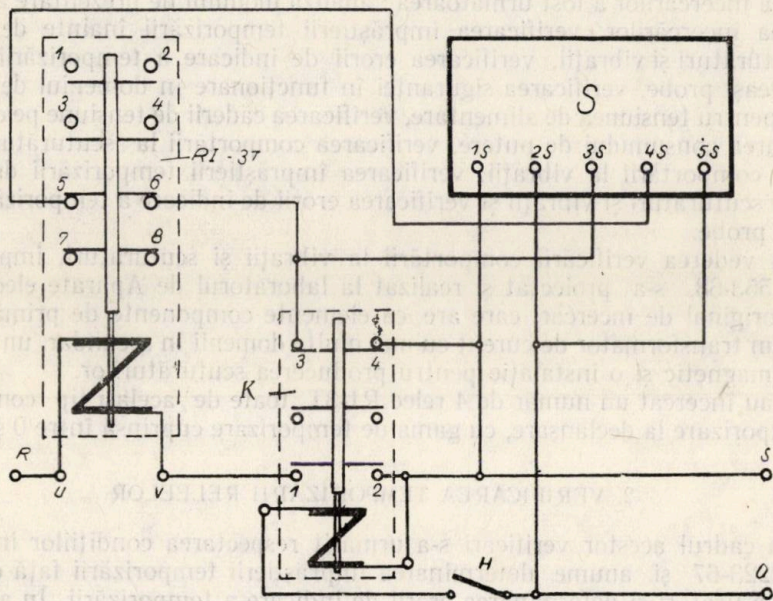


Fig. 1. Schema electrică a montajului de determinare a temporizării releului $RI-3T$, pentru cazul unui contact normal închis.

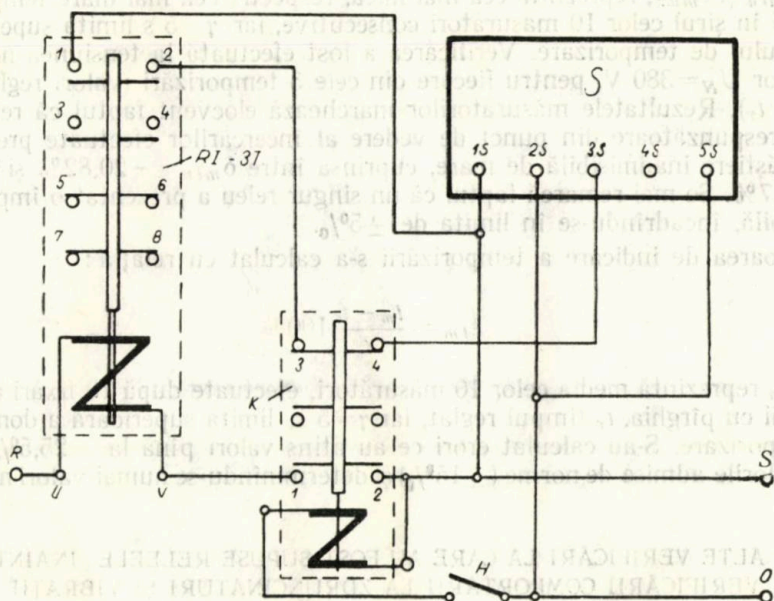


Fig. 2. Schema electrică a montajului de determinare a temporizării releului RI-3T, pentru cazul unui contact normal deschis.

alimentării la bornele 3S și 5S de către contactul RI-3T (1, 2). La închiderea lui H, contactul K (3, 4) se deschide, iar RI-3T (1, 2) se închide, secundometrul rămânând la poziția zero. La deschiderea lui H, se închide K (3, 4), acul secundometrului marcând temporizarea ce corespunde intervalului de timp ce se scurge până la deschiderea lui RI-3T (1, 2).

Cu aceste montaje s-a determinat împrăștierea temporizării față de media a 10 măsurători consecutive, la 5 temporizări marcate pe scala gradată a mecanismului, repartizate pe întregul domeniu de temporizare a releelor încercate și s-a verificat eroarea de indicare a temporizării ca diferența dintre valoarea indicată pe cadran și media a 10 măsurători efectuate după 10 fixări ale temporizării cu pîrghia.

Cele 10 măsurători consecutive pe baza cărora s-a calculat valoarea medie a temporizării t_m au fost selectate dintr-un șir de 100 măsurători, astfel încît să redea cele mai mari împrăștieri apărute.

Limita superioară δ_{max} și inferioară δ_{min} a împrăștierii au fost calculate cu relațiile:

$$\delta_{min} = \frac{t_{min} - t_m}{\gamma} 100\% ; \quad \delta_{max} = \frac{t_{max} - t_m}{\gamma} 100\% \quad (1)$$

unde t_{min} și t_{max} , reprezintă cea mai mică, respectiv cea mai mare temporizare apărută în șirul celor 10 măsurători consecutive, iar $\gamma=5$ s limita superioară a domeniului de temporizare. Verificarea a fost efectuată la tensiunea nominală a releelor $U_N=380$ V, pentru fiecare din cele 5 temporizări (valori reglate, notate cu t_r). Rezultatele măsurătorilor marchează elocvent faptul că releele nu sînt corespunzătoare din punct de vedere al încercărilor efectuate prezentînd o împrăștiere inadmisibilă de mare, cuprinsă între $\delta_{min}=-20,82\%$ și $\delta_{max}=+19,7\%$. Se mai remarcă faptul că un singur releu a prezentat o împrăștiere admisibilă, încadrîndu-se în limita de $\pm 5\%$.

Eroarea de indicare a temporizării s-a calculat cu relația:

$$\varepsilon_{tm} = \frac{t_m - t_r}{\gamma} 100\% \quad (2)$$

unde t_m reprezintă media celor 10 măsurători, efectuate după 10 fixări ale temporizării cu pîrghia, t_r timpul reglat, iar $\gamma=5$ s, limita superioară a domeniului de temporizare. S-au calculat erori ce au atins valori pînă la $-25,5\%$, depășind valorile admise de norme ($\pm 15\%$) și determinîndu-se numai valori negative.

3. ALTE VERIFICĂRI LA CARE AU FOST SUPUSE RELEELE ÎNAINTEA VERIFICĂRII COMPORTĂRII LA ZDRUNCINĂTURI ȘI VIBRAȚII

Încercările efectuate pentru verificarea siguranței în funcționare (conform NID 2223-67, privitor la releele încercate) în domeniul de variație admis pentru tensiunea de alimentare și verificarea căderii de tensiune pe contacte au evidențiat că nu apare nici o abatere de la condițiile impuse de norme, rezultînd o comportare bună.

Verificîndu-se consumul de putere al releelor s-au evidențiat consumuri în limita admisibilă în cazul armăturii atrase și consumuri ce depășesc limita maxim permisă în cazul armăturii în poziția eliberată. Acest lucru se constată comparînd rezultatele încercărilor experimentale obținute ca medie a 20 de încercări prezentate în tabelul 1, cu condițiile impuse de NID 2223-67 și anume maximum 16 VA cu armătura atrasă și maximum 30 VA cu armătura în poziția eliberată.

Tabelul 1

Releul	Consumul de putere [VA]	
	Cu armătura atrasă	Cu armătura eliberată
R1	12,16	38
R2	14,04	36,42
R3	14,80	36,8
R4	12,92	34,9

Depășirile în acest caz ating pînă la $+26,66\%$, indicînd existența unui întrefier maxim mai mare decît cel care ar trebui să fie. Se mai menționează că miezul magnetic a două rele vibrează în domeniul de tensiune admis, relele acționînd însă ferm din punct de vedere al comenzii date de contactele comandate.

4. VERIFICAREA COMPORTĂRII RELEELOR LA SCUTURĂTURI ȘI VIBRAȚII

Conform normelor STAS 553-68, verificarea comportării aparatelor la scuturături se execută cu ajutorul unui dispozitiv care să producă scuturături cu o accelerație de maximum 3 g, cu o frecvență de 80 scuturături pe minut, iar verificarea comportării la vibrații se execută cu un dispozitiv, cu posibilitatea de reglare continuă a amplitudinii și a frecvenței, la o accelerație de maximum 1,5 g. Pentru relele RI-3T, normele NID 2223-67 prevăd că trebuie să suporte încercarea la scuturături timp de 2 ore și cea de vibrații timp de 1 oră; în timpul încercărilor relele nu trebuie să treacă de pe poziția acționat în poziția eliberat și invers, iar după terminarea probelor să rămînă în stare de funcționare.

Înainte de supunerea releelor la scuturături și vibrații, pentru a se putea studia efectul lor asupra reglajelor releelor, două din cele 4 rele au fost reglate la $t_r=2$ s pentru contactele *NI* și două rele la $t_r=3$ s pentru contactele *ND*.

Pentru producerea scuturărilor cu frecvența de 80 șocuri pe minut și accelerația egală cu 3 [gm/s^2] s-a utilizat o schemă originală conform montajului din fig. 3. Alimentarea vibratorului V_b se face de la autotransformatorul $AT3$

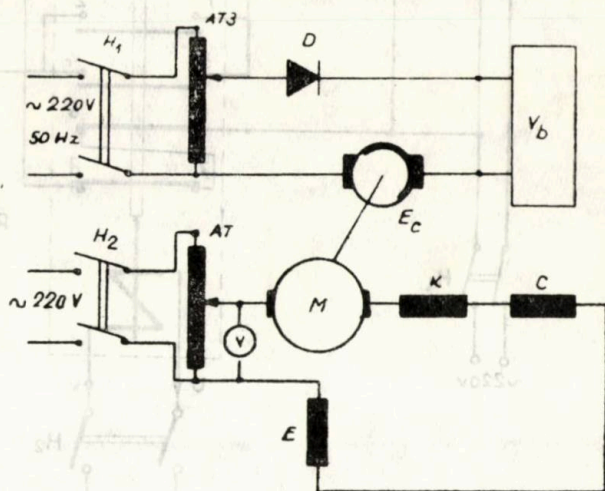


Fig. 3.

Schema montajului utilizat pentru încercarea de comportare la scuturături cu $a=3g$ și $f=80$ scuturături/minut.

prin dioda D . Frecvența de 80 scuturături pe minut s-a obținut prin reglarea turației motorului serie monofazat M (cu înfășurarea de excitație E , de compensație K și de comutație C) ca urmare a reducerii tensiunii de alimentare de

la autotransformatorul AT . În acest mod comutatorul E_c realizează alimentarea vibratorului de același număr de ori pe minut. Accelerația scuturărilor s-a reglat de la autotransformatorul AT și s-a măsurat cu un aparat Brüel-Kjaer, cu ajutorul integratorului și a accelerometrului. Acțiunea de scuturare a masei vibratorului se produce la începutul duratei de alimentare a vibratorului. În restul duratei de alimentare, datorită pulsațiilor permise de dioda D , masa vibratorului mai execută încă cca 4-5 vibrații de accelerație redusă, datorită construcției eclatorului.

În cursul încercărilor efectuate pe rînd pentru fiecare releu, contactele normal închise și contactele normal deschise au fost introduse în scheme electrice de semnalizare, în care drept elemente de semnalizare vizuală au fost folosite secundometrele electrice utilizate și în montajele din fig. 1 și fig. 2. Schemele au fost astfel realizate încît orice modificare a poziției unuia dintre contacte în cursul încercării să determine pornirea acului indicator al secundometrului respectiv. În fig. 4 se prezintă schema în care a fost încadrat releul RI-3T,

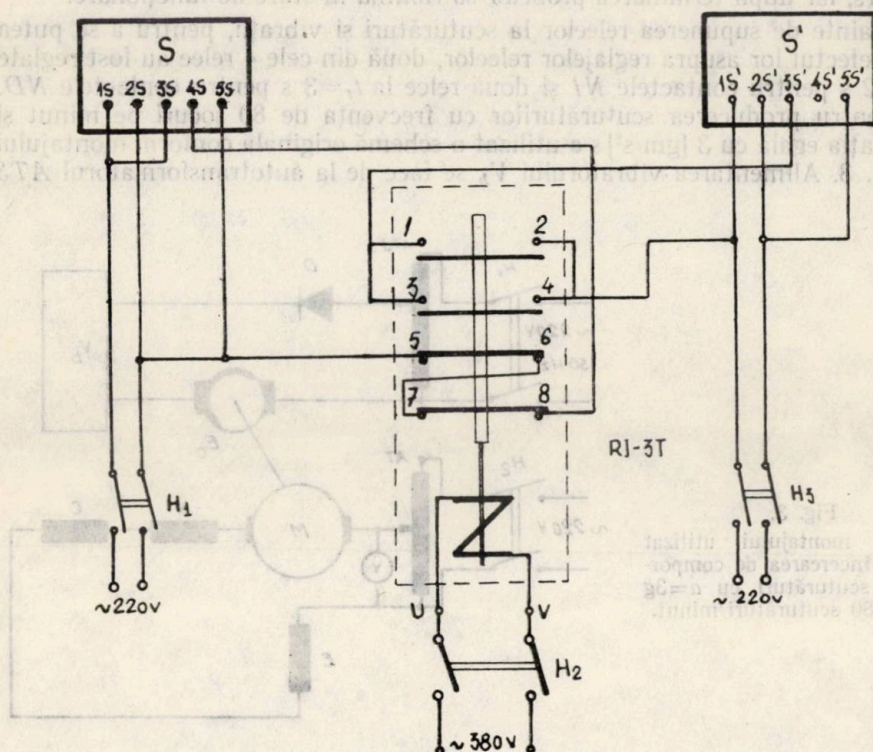


Fig. 4. Schema de semnalizare a comenzilor false în cursul probei la zdruncinături.

având contactele *ND* (1, 2) și (3, 4) legate în paralel și contactele *NI* (5, 6) și (7, 8) înseriate. Pe de altă parte, pentru a se putea urmări atât trecerea din poziția eliberat în poziția acționat cât și invers, două din rele, în timpul încercărilor au lucrat în poziția acționat și două în poziția eliberat. În cursul celor două ore cât a durat proba de supunere a fiecărui releu la scuturături nu s-au emis comenzi false, rezultând din acest punct de vedere că funcționarea releelor este corespunzătoare.

Înainte de a studia comportarea releelor la vibrații s-a verificat dacă s-a menținut reglajul temporizării, efectuat pentru toate releele înainte de proba de scuturături. După efectuarea unui număr de 100 de determinări și după calcularea împrăștiilor rezultate în cursul a 10 determinări consecutive, s-a constatat o comportare bună a releelor, o acțiune fermă în limitele de împrăștiere admise pentru temporizare, așa cum rezultă din tabelul 2.

Tabelul 2

Releul	Contactele la care au fost determinate temporizările	t_r [s]	Date privind reglajul înainte de scuturături			Date privind reglajul după scuturături		
			t_m [s]	$\delta_{\min}$ [%]	$\delta_{\max}$ [%]	t_m [s]	$\delta_{\min}$ [%]	$\delta_{\max}$ [%]
<i>R1</i>	1-2	2	1,99	-1,05	0,24	1,99	-0,44	0,01
<i>R2</i>	5-6	2	2,03	-0,98	1,74	2,07	-1,18	1,62
<i>R3</i>	7-8	3	2,99	-2,04	3,03	2,99	-2,64	2,56
<i>R4</i>	3-4	3	3,04	-1,72	1,24	3,04	-1,16	1,44

Proba de vibrații s-a efectuat după schema originală din fig. 5, timp de o oră, cu o accelerație de 15 m/s^2 și o frecvență de 20–80 Hz. Gama de frecvență s-a divizat uniform în intervalul de timp cât a durat încercarea. S-a constatat

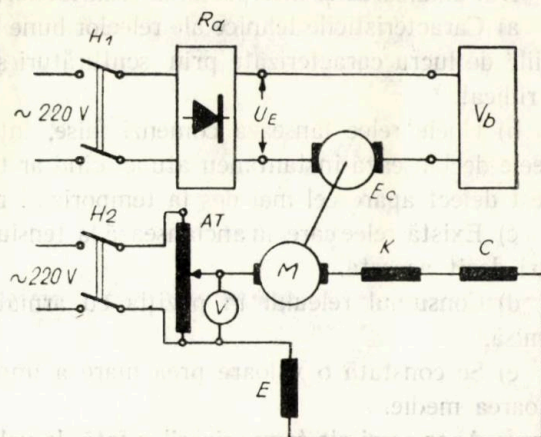


Fig. 5.

Schema montajului utilizat pentru încercarea de comportare la vibrații cu $a=1,5g$ și $f=20-80 \text{ Hz}$.

o comportare corectă a releelor în timpul probei de vibrații, nu s-au emis comenzi false, iar după încercare, releele au rămas în stare de funcțiune. Verificându-se temporizările releelor s-a constatat că și după proba de vibrații reglajele de timp efectuate în prealabil se mențin, producându-se o acționare fermă, cu temporizarea în limitele de împrăștiere admise așa cum rezultă din tabelul 3. Diferențele care apar între datele privind reglajul înainte și după vibrații nu prezintă în principiu importanță.

Tabelul 3

Releul	Contactele la care au fost determinate temporizările	t_r [s]	Date privind reglajul înainte de scuturături			Date privind reglajul după scuturături		
			t_m [s]	$\delta_{\min}$ [%]	$\delta_{\max}$ [%]	t_m [s]	$\delta_{\min}$ [%]	$\delta_{\max}$ [%]
R1	1—2	2	1,92	—0,44	0,01	1,99	—0,38	1,22
R2	5—6	1	0,96	—1,32	1,71	0,97	—1,78	1,62
R3	7—8	3	2,92	—2,64	2,56	3,01	—1,68	0,32
R4	3—4	4	3,91	—2,82	2,29	3,82	—3,4	1,90

Constatarea de ansamblu care se desprinde este aceea că scuturăturile și vibrațiile nu afectează siguranța în funcționare a releelor.

5. CONCLUZII

Din analiza și interpretarea rezultatelor, rezultă următoarele concluzii :

a) Caracteristicile tehnice ale releelor bune la livrare nu se modifică în condițiile de lucru caracterizate prin scuturăături și vibrații, specifice instalațiilor de ridicat.

b) Unele releee lansează comenzi false, înțelegînd prin aceasta faptul că releele declanșează instantaneu atunci cînd ar trebui să declanșeze temporizat. Acest defect apare cel mai des la temporizări reglate de valoare mică $t_r < 2$ s.

c) Există releee care nu anclanșează la tensiuni de 0,8 U_N și chiar ceva mai mari decît aceasta.

d) Consumul releului în poziția cu armătura eliberată depășește limita admisă.

e) Se constată o valoare prea mare a împrăștierii temporizărilor față de valoarea medie.

f) Apar erori ale temporizărilor față de valorile de reglaj.

În concluzie releele RI-3T, în modul în care se prezintă în momentul de față, nu pot fi montate pe instalațiile de ridicat deoarece nu prezintă o deplină siguranță în funcționare.

Pentru a fi la nivelul cerințelor tehnice actuale, este necesar ca acestor relee să li se aducă unele îmbunătățiri, care vizează două aspecte :

- să se îmbunătățească construcția mecanismului de temporizare (orologie) a releelor, astfel încât să nu fie posibile declanșări instantanee în loc de declanșări temporizate ; îmbunătățirea vizează mai ales comportarea mecanismului la temporizări mici ;

- să se regleze întrefierul maxim al electromagnetului astfel încât consumul releului în poziția cu armătura eliberată să se reducă la valori corespunzătoare, iar pe de altă parte, releele să acționeze ferm la tensiuni de alimentare de $0,8 U_N$.

Primit la redacție la data de 6. XII. 1973

BIBLIOGRAFIE

1. Broch J. T. *Mechanical vibration and shock measurements*. Bruel Kjaer, Denmark, 1971.
2. Povidailo V. A., *Rascioet i konstruirovanie vibraionnih pitatelei*, Moskva, Kiev, Mașghiz, 1962.
3. Suciu I., *Aparate electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1968.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ДОЛГОВРЕМЕННЫХ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЛЕ RI-3T В УСЛОВИЯХ МОНТИРОВАНИЯ НА МОСТОВЫХ КРАНАХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлено экспериментальное исследование функционирования долговременных реле RI-3T. В работе указывается, что данные реле сохраняют первичные технические характеристики после определенного периода работы и проверку функционирования в режиме нагрузок и интенсивных вибраций, характерном режиму работы подъемных установок.

Приводятся конкретные предложения для улучшений необходимых данным реле, в виду работы в самых надежных условиях на подъемных установках, а также и условия в которых могут быть использованы.

L'ÉTUDE EXPÉRIMENTAL DU FONCTIONNEMENT DES RELAIS INTERMÉDIAIRES TEMPORISÉS RI-3T, DANS LES CONDITIONS DE MONTAGE SUR DES PONTS ROULANTS

(RÉSUMÉ)

Le travail présente un étude eupérimental concernant le mode dans lequel les relais temporisés RI-3T, mentionnent leurs caractéristiques techniques initiales après une certaine période de fonctionnement et la vérification du fonctionnement en régime de chocs et vibrations intensives caractéristique pour le regime de travail des installations d'elevation.

On fait des propositions concrètes d'améliorations qui sont nécessaires pour ces relais, en vue de réaliser un fonctionnement totalement en sûreté sur les installations d'élévation, aussi que les conditions dans lesquelles peuvent-elles être utilisées.

DETERMINAREA FUNCȚIEI DE TRANSFER A FILTRELOR TRECE-BANDĂ DE ÎNALTĂ CALITATE, CU BANDĂ ÎNGUSTĂ

DE

S. PUȘCAȘU, M. BADEA

1. INTRODUCERE

Filtrele trece-bandă cu banda foarte îngustă și cu variație mică a atenuării în banda de trecere sînt utilizate în telecomunicații și mai ales în tehnica analizei spectrale (analiza armonicilor discrete).

Utilizarea funcțiilor speciale (polinoame Cebîșev, funcții eliptice, etc.) pentru aproximarea caracteristicii este foarte laborioasă și chiar ineficientă în cazul circuitelor active fără bobine.

În acest din urmă caz poate fi utilizat avantajul de a obține o funcție de transfer mai complicată, ca produs a două funcții mai simple, prin conectarea în cascadă a circuitelor cu funcții simple. Deoarece se utilizează, în mod curent, circuite dublu-rezonante de diverse structuri, se urmărește determinarea unei funcții aproximante de ordinul patru, avînd două perechi de poli complex-conjugați și un factor $Q = \omega/2\sigma$ mare, de ordinul lui 10^2 .

2. ANALIZA FUNCȚIEI DE TRANSFER APROXIMANTE

În vederea determinării coeficienților în așa fel încît aceștia să aibă o semnificație fizică directă și să permită nemijlocit realizarea circuitelor componente, funcția care trebuie determinată se exprimă astfel,

$$F(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{a_1 s + b_1}{(s - p_1)(s - \bar{p}_1)} \cdot \frac{a_2 s}{(s - p_2)(s - \bar{p}_2)}, \quad (1)$$

sau, într-o formă mai compactă,

$$F(s) = \frac{as^2 + bs}{[(s + \sigma_1)^2 + \omega_1^2][(s + \sigma_2)^2 + \omega_2^2]}, \quad (2)$$

unde $-\sigma_1$, $-\sigma_2$, ω_1 , ω_2 sînt părțile reale, respectiv imaginare ale polilor în perechi complex-conjugate.

Pentru produsul $F(s)F(-s)$ se obține :

$$F(s)F(-s) = \frac{a^2 s^4 - b^2 s^2}{(s^4 + 2\alpha_1^2 s^2 + \beta_1^4)(s^4 + 2\alpha_2^2 s^2 + \beta_2^4)}, \quad (3)$$

în care s-a notat :

$$\alpha_k^2 = \omega_k^2 - \sigma_k^2, \quad \beta_k^2 = \omega_k^2 + \sigma_k^2, \quad k = 1, 2.$$

Caracteristica modul pătrat este :

$$|F(j\omega)|^2 = F(s)F(-s)|_{s=j\omega} = \frac{a^2 \omega^4 + b^2 \omega^2}{(\omega^4 - 2\alpha_1^2 \omega^2 + \beta_1^4)(\omega^4 - 2\alpha_2^2 \omega^2 + \beta_2^4)} \quad (4)$$

care în continuare se va nota prescurtat cu F^2 .

Dacă se claculează derivata expresiei (4) în raport cu ω și se notează $\delta^2 = -b^2/2a^2$ se obține pentru numărătorul derivatei :

$$N(\omega) = -4a^2\omega \{ \omega^{10} - (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 3\delta^2)\omega^8 - 4\delta^2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\omega^6 + \\ + [\delta^2(\beta_1^4 + \beta_2^4 + 4\alpha_1^2\alpha_2^2) + \alpha_1^2\beta_2^4 + \alpha_2^2\beta_1^4]\omega^4 - \beta_1^4\beta_2^4\omega^2 - \delta^2\beta_1^4\beta_2^4 \}. \quad (5)$$

Dacă circuitele ar fi fără pierderi, deci $\sigma_1 = \sigma_2 = \delta = b = 0$, numărătorul ar avea forma :

$$N = -4a^2\omega^3(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^4 - \omega_1^2\omega_2^2), \quad (6)$$

ceea ce ar corespunde unor maxime infinite la pulsațiile ω_1 și ω_2 și unui minim la pulsația $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$.

Așa dar, se vor considera drept relații de bază (4) și (5), care se mai pot scrie :

$$F^2 = \frac{a^2\omega^2(\omega^2 + 2\delta^2)}{\omega^8 - 2a^2\omega^6 + \beta^2\omega^4 - 2\gamma^2\omega^2 + \mu^2}, \quad (7)$$

$$N = -4a^2\omega [\omega^{10} - (\alpha^2 - 3\delta^2)\omega^8 - 4\alpha^2\delta^2\omega^6 + (\gamma^2 + \beta^2\delta^2)\omega^4 - \\ - \mu^2\omega^2 - \mu^2\delta^2] = -4a^2\omega P(\omega). \quad (8)$$

S-au notat :

$P(\omega)$ — polinomul de gradul zece din paranteza expresiei (8),

$$\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = \alpha^2$$

$$\beta_1^4 + \beta_2^4 + 4\alpha_1^2\alpha_2^2 = \beta^2$$

$$\alpha_1^2\beta_2^4 + \alpha_2^2\beta_1^4 = \gamma^2$$

$$\beta_1^4\beta_2^4 = \mu^2 \quad (9)$$

Pentru folosirea expresiilor (7) și (8) se are în vedere că impunerea unei caracteristici reale se realizează prin cunoașterea valorilor în punctele importante cum ar fi marginile benzii de trecere, marginile corespunzătoare ale benzilor de oprire sau mijlocul benzii de trecere. Este necesar, în cazul general, să se asigure ca în intervalul de trecere caracteristica (7) să nu depășească sau să nu fie sub valoarea admisibilă cu o eroare mai mare decât cea dată. Aceasta se realizează, simplu, impunând ca derivata să se anuleze în unele puncte ale zonei de trecere, de exemplu, la capetele și în centrul acestuia.

Notînd cu k_j , valoarea impusă lui F^2 pentru o pulsație dată ω_j , și avînd în vedere că expresia $P(\omega)$ se anulează pentru pulsații date se obține din (7) și (8) sistemul:

$$-2k_j\omega_j^6x^2 + k_j\omega_j^4\beta^2 - 2k_j\omega_j^2\gamma^2 + k_j\mu^2 - 2\omega_j^2\delta^2 + k_j\omega_j^8 - a\omega_j^4 = 0, \quad (10)$$

$$-\omega_j^8x^2 + \omega_j^4\gamma^2 - \omega_j^2\mu^2 + (3\omega_j^8 - 8\omega_j^6 + 6\omega_j^4 - 1)\delta^2 + \omega_j^{10} = 0 \quad (11)$$

Operația de „liniarizare“ a ecuației (11) s-a făcut prin neglijarea produselor de mărimi foarte mici și ținînd seama de valorile approximate prin mărimi cunoscute ale unor sume. Indicele j corespunde pulsației pentru care se impune valoarea modulului patrat sau condiția de extremum.

În principiu se consideră ca necunoscute mărimile α^2 , β^2 , γ^2 , μ^2 , δ^2 , a^2 care trebuie să satisfacă exact patru sau trei ecuații de tipul (10) și două sau trei ecuații de tipul (11). Aceste șase mărimi auxiliare corespund celor șase mărimi fundamentale: ω_1 , ω_2 , σ_1 , σ_2 , δ și a , conform relațiilor (9).

Calcul de verificare detaliate au arătat că pentru $Q < 30$ se poate considera că pulsațiile ω_1 și ω_2 sînt egale cu extremele benzii de trecere ω_i și ω_s . De asemenea, valorile limită ale funcției $F^2(\omega)$ sînt atinse în puncte practic confundate cu ω_i , ω_s și ω_m (mijlocul benzii de trecere). În acest caz ω_1 și ω_2 fiind cunoscute, ca și extremele caracteristicii, nu mai este necesară utilizarea ecuațiilor (11), ecuațiile (10) fiind suficiente.

Pentru aceasta este mai comod ca relația:

$$F^2 = \frac{p^2\omega^4 + m^2\omega^2}{\omega^8 - 2a^2\omega^6 + \beta^2\omega^4 - 2\gamma^2\omega^2 + \mu^2} = k$$

să fie scrisă sub forma:

$$p^2\omega^4 + m^2\omega^2 - k\omega^8 + 2a^2k\omega^6 - \beta^2k\omega^4 + 2\gamma^2k\omega^2 - k\mu^2 = 0 \quad (12)$$

Pentru obținerea unor expresii utile de calcul se neglijază puterile 4, 6 și 8 ale lui σ_1 și σ_2 și puterile diferite de unu ale produsului acestora.

Cu aceste condiții (9) devine:

$$\begin{aligned} \alpha^2 &\simeq (\omega_1^2 + \omega_2^2) - \sigma_1^2 - \sigma_2^2, \\ \beta^2 &\simeq (\omega_1^4 + \omega_2^4 + 4\omega_1^2\omega_2^2) - 2(2\omega_2^2 - \omega_1^2)\sigma_1^2 - 2(2\omega_1^2 - \omega_2^2)\sigma_2^2, \\ \gamma^2 &\simeq \omega_1^2\omega_2^2(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_2^2(2\omega_1^2 - \omega_2^2)\sigma_1^2 + \omega_1^2(2\omega_2^2 - \omega_1^2)\sigma_2^2, \\ \mu^2 &\simeq \omega_1^4\omega_2^4 + 2\omega_1^2\omega_2^4\sigma_1^2 + 2\omega_2^2\omega_1^4\sigma_2^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Dacă se notează coeficienții :

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \omega_1^2 + \omega_2^2 \simeq 2 \omega_m^2 \\
 a_2 &= \omega_1^4 + \omega_2^4 + 4 \omega_1^2 \omega_2^2 \simeq 6 \omega_m^4 \\
 a_3 &= 2(2 \omega_2^2 - \omega_1^2) \\
 a_4 &= 2(2 \omega_1^2 - \omega_2^2) \\
 a_5 &= \omega_1^2 \omega_2^2 (\omega_1^2 + \omega_2^2) \simeq 2 \omega_m^6 \\
 a_6 &= \omega_2^2 (2 \omega_1^2 - \omega_2^2) \\
 a_7 &= \omega_1^2 (2 \omega_2^2 - \omega_1^2) \\
 a_8 &= \omega_1^4 \omega_2^4 \simeq \omega_m^8 \\
 a_9 &= 2 \omega_1^2 \omega_2^4 \\
 a_{10} &= 2 \omega_2^2 \omega_1^4
 \end{aligned} \quad (14)$$

și se înlocuiesc α^2 , β^2 , γ^2 , μ^2 în (12), se obține ecuația generală (sistemul) cu $j = 1, 2, 3, 4$,

$$\begin{aligned}
 k_j (-2\omega_j^6 + a_3\omega_j^4 + 2a_6\omega_j^2 - a_9) \sigma_1^2 + k_j (-2\omega_j^6 + a_4\omega_j^4 + 2a_7\omega_j^2 - a_{10}) \sigma_2^2 + \\
 + \omega_j^4 p^2 + c_j^2 m^2 = k_j (\omega_j^8 - 2a_1\omega_j^6 + a_2\omega_j^4 - 2a_5\omega_j^2 + a_8).
 \end{aligned} \quad (15)$$

De obicei se folosesc pulsații normalizate, cu $\omega_m = \omega_{ref}$ corespunzând unității. Valorile lui F^2 se dau pentru ω_i , ω_0 , ω_s , ω_{t2} .

3. EXEMPLU DE APLICARE PENTRU FILTRAREA ARMONICII 7 A CURENTULUI ALTERNATIV INDUSTRIAL

În acest caz frecvențele de control ale caracteristicii sînt :

$$f_{t1} = 306 \text{ Hz}, f_i = 344 \text{ Hz}, f_m = 350 \text{ Hz}, f_s = 356 \text{ Hz}, f_{t2} = 394 \text{ Hz}$$

Pentru pulsațiile normalizate, considerînd că :

$$\omega_{ref} = \omega_0 = \omega_m = 2\pi \cdot 350 \text{ rad/sec.}$$

se obține :

$$\omega_{t1} = 0,875, \omega_i = 0,983, \omega_s = 1,017, \omega_{t2} = 1,125 \quad (16)$$

Condițiile impuse prin proiectare corespund erorii unui aparat de măsură portabil avînd clasa de precizie 3-3,5 (s-au luat pentru simplificarea expresiilor $\sqrt{10}$). Rezultă :

$$F_i^2 = 1, F_m^2 = 0,94 \div 1,06, F_s^2 = 1, F_{t2}^2 = 0,001. \quad (17)$$

Pentru funcțiile de transfer studiate, condiția $F_{t2}^2 \leq 0,001$ duce și la satisfacerea relației: $F_{t1}^2 < 0,001$.

Se poate arăta că în cazul unei valori a lui Q nu prea mari (< 100) parametrul „de ajustare” δ (sau m) se poate lua egal cu zero (armonicile 3–9). În acest caz nu se mai utilizează condiția $F_m^2 = 0,94 \div 1,06$ care este îndeplinită în mod automat. Dacă se operează cu $m \neq 0$ se poate impune ca $F_m^2 = 1$, când se obține o variație minimă în zona de trecere.

Pentru cazul examinat cu $\delta = 0$, sistemul de ecuații (15) are expresia :

$$\begin{aligned} -0,0178724 \sigma_1^2 + 0,9337144 p^2 &= -0,0000003 \\ -0,0191303 \sigma_2^2 + 1,0697537 p^2 &= -0,0000005 \\ -0,0002389 \sigma_1^2 - 0,0004122 \sigma_2^2 + 1,6018066 p^2 &= 0,0000048, \end{aligned} \quad (18)$$

avînd ca soluție

$$p^2 = 0,0000029, \sigma_1^2 = 0,0001678, \sigma_2^2 = 0,0001881$$

Deoarece s-a operat cu 7 zecimale, pe un calculator Felix 30, nedispunînd de o mașină de calcul cu performanțe superioare, valorile nu sînt suficient de precise. Rezultate foarte bune se obțin operînd cu zece zecimale.

Pentru control s-au determinat, prin încercări, parametrii unei caracteristici avînd un minim accentuat (dar admisibil) în ω_m și s-a obținut $p^2 = 3 \cdot 10^{-6}$, $\sigma_1^2 = 0,0001232$, $\sigma_2^2 = 0,0001346$.

Datorită erorilor de calcul la mașină caracteristicile calculate diferă cu cca 1,5% față de cele estimate mai exact prin tatonări.

Rezultă că σ_2 este puțin mai mare ca σ_1 pentru a compensa efectul de creștere al modulului maxim odată cu creșterea frecvenței de rezonanță a celui de al doilea circuit component.

Coeficienții nuli din (18) s-au luat astfel deoarece ei apar aproape nuli, la gradul de precizie al mașinii de calcul.

4. CONCLUZII

Posibilitatea de a stabili cu ajutorul expresiilor (2) și (4) și a ecuațiilor (15) funcția de transfer, caracteristica modul patrat și parametrii acestor două funcții reduce mult efortul de proiectare a filtrelor în analizoarele de spectru. Expresia (2) permite utilizarea teoriei sintezei circuitelor în domeniul frecvență atît cu elemente R, L, C cît și cu elemente R, C plus elemente active.

Metoda s-a aplicat eficient la realizarea concretă a unui filtru pentru armonica 7-a constînd din conectarea în cascadă a două circuite R, C cu amplificatoare operaționale, realizînd fiecare o funcție de tipul $\frac{as}{s^2 + bs + c}$.

Considerarea pulsațiilor ω_1 și ω_2 ca fiind pulsațiile limită ale benzii de trecere, comparativ cu valorile de maxim calculate riguros duce la abateri sub 0,5%.

Se pot calcula cu o singură formulă funcțiile de transfer pentru toate armonicile care interesează în practică (3–25).

Primit la redacție la data de 8. XI. 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Preda M., Cristea P., *Analiza și sinteza circuitelor electrice*. Ed. Tehnică, 1968.
2. Weinberg L., *Network analysis and synthesis*. Mc Graw-Hill, New-York, 1962.
3. Mitra S. K., *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks*, New-York, J.Wiley, 1969.
4. Cărtianu Gh., *Analiza și sinteza circuitelor electrice*. Ed. Didactică și Pedagogică București, 1972.
5. Bandman O. L., *Sintez elektronnix RC-shem*, izd „Nauka” Moskva, 1966.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО КАЧЕСТВА С УЗКОЙ ПОЛОСой ПРОПУСКАНИЯ

(РЕЗЮМЕ)

В статье анализируется аппроксимация, с заданной точностью, амплитудночастотной характеристики полосового фильтра с узкой полосой пропускания через модуль рациональной дроби четвертого порядка от комплексного переменной.

Выводится упрощенная система линейных уравнений, которая дает возможность определения коэффициентов рациональной функции.

DÉTERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT DE FILTRES PASSE-BANDE DE HAUTE QUALITÉ À BANDE ÉTROITE

(RESUME)

Dans le travail s'analyse l'approximation, avec une précision donnée, de la caractéristique module idéale de filtre passe-bande étroite, par le module d'une fraction rationnelle d'ordre quatre de variable complexes.

On déduit le système simplifié d'équations linéaires, qui permet la détermination des coefficients de la fonction.

INTERPRETATOR PENTRU LIMBAJUL „PRODUCTION LANGUAGE“

DE

A. SOCENEANȚU

INTRODUCERE

Ansamblul de programe ce constituie un compilator pot fi împărțite în trei părți distincte: programele analizorului lexical, cel sintactic și analizorul semantic. În lucrare se folosește o metodă de analiză sintactică bazată pe limbajul „Production Language“ (PL), cunoscut din literatură [1], [2].

Contribuția lucrării constă din prezentarea construcției unui interpretator ce a fost realizat și experimentat pentru limbajul PL.

Interpretatorul construit poate constitui elementul de bază al oricărui compilator, deoarece el face legătura între analizorul lexical și cel semantic. În acest caz, interpretatorul trebuie scris în limbajul de asamblare al calculatorului pentru care se construiește compilatorul.

Pentru a se putea verifica ordinogramele și ideile ce au stat la baza construcției interpretatorului acesta a fost scris în limbajul FORTRAN, și conține multe mesaje privind erorile de întocmire a programului PL pe care îl interpretează.

METODELE DE ANALIZĂ SINTACTICĂ CUNOSCUTĂ

Se cunosc mai multe metode de analiză sintactică, care s-au dezvoltat în ultimii 20 de ani. Cea mai simplă metodă este aceea bazată pe o *matrice de precedență*, [3]. Deși simplă, metoda are dezavantajul de a necesita un volum de memorie foarte mare, și de a se putea aplica numai la limbaje simple.

O variantă a acestei metode, care se poate aplica doar la o clasă de limbaje la care între două variabile intermediare se află operatori ca variabile terminale, se bazează pe o *matrice de precedență între operatori* [4], [5], [6]. Avantajul metodei față de metoda anterioară constă într-un volum de memorie mai redus, dar are dezavantajul că limbajul este de o structură particulară. O a treia metodă e cunoscută sub denumirea de *analiză sintactică cu context limitat*, [7], [8], [9]. Această metodă înlătură una din condițiile restrictive, existente la metodele anterior prezentate, și anume de a fi interzisă folosirea a două relații de transformare avînd membrul drept identic. Metoda poate fi extinsă și pentru cazul

contextului limitat la n simboluri [10]. O altă metodă se bazează pe o matrice a tranzițiilor [11]. Metoda este foarte rapidă, dar ocupă un volum mare de memorie. Pentru un compilator ALGOL, la calculatorul IMB 7090, matricea are dimensiunea 100×47 la care se adaugă încă 250 de subrutine. În fine o ultimă metodă de analiză sintactică cunoscută, este aceea ce realizează o analiză sintactică de sus în jos, în care timpul de analiză poate fi lung datorită unor serii de tatonări și reveniri ce trebuiesc făcute.

Toate metodele prezentate mai sus, au dezavantajul că sînt particulare, fiind valabile pentru unele clase de limbaje, și chiar în cadrul aceleiași clase analizorilor sintactic trebuie reconstruit în întregime pentru fiecare limbaj. Un alt dezavantaj constă în aceea că fiecare metodă prezentată face o analiză de sus în jos, sau de jos în sus, ori se știe că analiza optimă este aceea în care ambele metode se întrepătrund. În concluzie ar trebui să se realizeze un analizor care să includă o metodă de analiză de sus în jos și o metodă de jos în sus pentru a optimiza analiza, fapt care complică situația și mai mult.

Aceste dezavantaje sînt eliminate dacă se folosește limbajul PL în care să se scrie un text care descrie cum să se facă analiza sintactică.

PREZENTAREA PROPRIETĂȚILOR INTERPRETATORULUI

O instrucție scrisă în limbajul PL are următoarea formă:

[<etichetă>]	<parte stîngă> [-><parte dreaptă>]	șir de acțiuni
--------------	------------------------------------	----------------

Parantezele drepte se folosesc pentru a indica că un cîmp este opțional.

Un exemplu de text este următorul

ET 1	DACA E ATUNCI → D	ALEX, EXEC 7, SALT ET 2
------	-------------------	-------------------------

Textul scris în PL, se dă interpretatorului sub formă de date, care sînt scrise într-un tablou bidimensional, avînd 16 coloane și 100 rînduri. Fiecare instrucție ocupă un rînd al tabloului.

O instrucție se poate continua în rîndul următor, și în acest caz în primele două poziții ale rîndului ce reprezintă urmarea sînt blankuri, textul continuînd din poziția a treia.

Un asemenea text arată ca în figura 1.

Unitatea de memorare esre un cuvînt FØRTRAN, deci patru octeți. Datorită acestei situații se pot folosi mnemonice ca de exemplu IDNT, ALEX, SALT, etc. și deci programul poate fi urmărit mai ușor.

ST	#			→	FACT ;	ALEX		
LF	IDNT			→	FACT ;	ALEX	SALT LT	
	NR					ALEX	SALT LT	
	PAR					ALEX	SALT LF	
	ØRCE					NU		
LT	TERM	ØPER	FACT ØRCE	→	TERM ØRCE ;	SALT	LT1	
	FACT	ØRCE		→	TERM ØRCE ;			
LT1	TERM	ØPI				ALEX	SALT LF	
	EXPR	ØPI	TERM ØRCE	→	EXPR ØRCE ;	SALT	LE1	
	TERM	ØRCE		→	EXPR ØRCE ;			
LE1	EXPR	ØPI				ALEX	SALT LF	
	(	EXPR	)	→	FACT	ALEX	SALT LT	
	#	EXPR	#	→	Z	DA		
	ØRCE					NU		

PROGRAMUL PL CØRESPUNDE GRAMATICII :

Z → |#EXPR|#

EXPR → TERM|EXPR+TERM| EXPR-TERM

TERM → FACT|TERM* FACT| TERM/ FACT

FACT → IDNT|NR|(E XPR)

NOTAȚII

PAR	REPRE ZNTA	()	IDNT	REPREZINTA	A	B	C	D
ØPI	REPRE ZNTA	+ -	NR	REPREZINTA	1	2	3	4
ØPER	REPRE ZNTA	* /						

Fig. 1. Exemplu de text scris în PL

La interpretarea unui text scris în limbajul PL, se presupune existența unei stive sintactice, care apare la oricare dintre metodele de analiză sintactică folosită, și care se notează cu STIVA. Textul din exemplul de mai sus, provoacă executarea următoarelor acțiuni:

1. Se citește partea stângă și se verifică dacă se află la vârful stivei folosite pentru analiza sintactică :

- dacă vârful stivei este identic cu partea stângă, se autorizează executarea instrucției și se trece la punctul doi ;
- dacă vârful stivei nu este identic cu partea stângă se trece la instrucția următoare după care se reia punctul unu.

2. Se verifică dacă instrucția are o parte dreaptă. Dacă da, se elimină din vârful stivei partea stângă, și se înlocuiește cu partea dreaptă, după care se trece la executarea acțiunilor. Dacă nu există o parte dreaptă, și aceasta se sesizează prin aceea că nu există simbolul →, atunci nu se modifică conținutul stivei ci se trece direct la executarea acțiunilor.

3. Se execută șirul de acțiuni. Dacă există un STOP, se oprește interpretarea. În caz contrar se reia punctul unu.

Pentru ca textul scris în limbajul PL să fie cât mai scurt, există introdusă noțiunea de clasă care s-a folosit și în cadrul interpretatorului realizat. Prin numele unei clase se înțelege un nume ce se atribuie unor simboluri, numele putând reprezenta oricare din simbolurile cuprinse în clasă. Dacă se atribuie

numele $\emptyset P1$ mulțimii de operatori $+$, $-$ și $\emptyset P2$ mulțimii $*$, $/$ atunci textul $A \emptyset P1 B \emptyset P2$ reprezintă oricare din textele $A+B*$, $A+B/$, $A-B*$, $A-B/$. Numele de clasă și elementele clasei se declară la începutul programului printr-un text de declarare de tipul:

CLNM < numele clasei > < element al clasei > ... < element al clasei > ca în exemplul CLNM $\emptyset P1 + -$

Există și posibilitatea de a asocia fiecărui operator un număr de subrutină semantică care poate fi apelată, după cum se va vedea în cele ce urmează. În acest caz declarația clasei se face cu textul.

CLNR < numele clasei > < element al clasei > < nr. sub. sem. > < element al clasei > < nr. sub. sem. > ca în exemplul CLNR $\emptyset P1 +1-2$. unde 1 e nr. subrutinei semantice asociată operatorului $+$ iar 5 operatorului $-$.

Declarația privind numele claselor, folosind cuvintele cheie CLNR sau CLNM, trebuie făcute înaintea utilizării numelui clasei. În cadrul interpretatorului construit, se folosește tehnica tabelelor înlănțuite. În tabelul principal se notează numele clasei iar în tabelul secundar, mulțimea simbolurilor aparținând clasei. Pentru exemplificare se arată câteva declarații de clasă și modul în care interpretatorul completează tabelul NUMECL și TS:

CLNM $\emptyset P1 + 1 - 2$

CLNR $\emptyset PER * 3 / 4$

CLNM NR 1 2 3 4

CLNM IDNT A B C

CLNM PAR ()

Rezultă tabelele din figura 2.

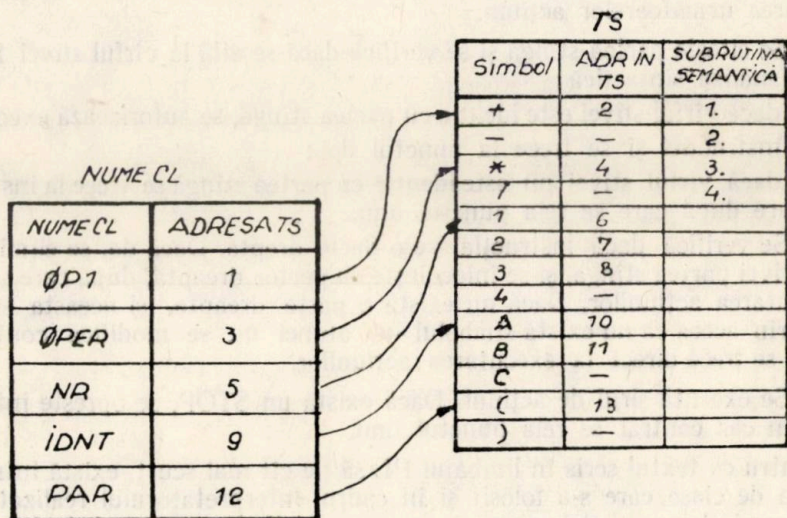


Fig. 2. Organizarea tabelor NUMECL și TS

O altă proprietate a limbajului PL care s-a folosit la construirea interpretatorului îl constituie cuvîntul cheie ØRCE. Acest cuvînt poate apare în partea stîngă cînd există numai o parte stîngă. În acest caz ØRCE se identifică cu simbolul din stivă care corespunde ca poziție în stivă lui ØRCE din partea stîngă. Acest cuvînt poate apare în partea stîngă și în partea dreaptă. De cîte ori apare în partea stîngă de atîtea ori trebuie să apară în partea dreaptă iar sensurile căpătate de cuvintele cheie ØRCE din partea stîngă prin comparare cu conținutul stivei, se transmit părții drepte în felul următor:

Simbolul reprezentat de primul ØRCE din partea stîngă se atribuie și înlocuiește pe primul ØRCE din partea dreaptă ș.a.m.d., atunci cînd partea stîngă este înlocuită de partea dreaptă.

Pentru transmiterea valorilor lui ØRCE din partea stîngă în cea dreaptă, se folosește un tablou unidimensional, numit BØRCE. În acesta se înscriu în ordine valorile din stivă care corespund cuvintelor cheie ØRCE întîlnite în partea stîngă a unei relații de transformare. Conținutul acestui tablou depinde de conținutul stivei și de numărul și poziția cuvintelor cheie ØRCE din partea stîngă a relației analizate. Atunci cînd se trece la înlocuirea vîrfului stivei cu partea dreaptă a relației de transformare, se face apel la tabloul BØRCE, și primul ØRCE din partea dreaptă se înlocuiește cu conținutul primului cuvînt din tablou, al doilea ØRCE cu al doilea cuvînt, ș.a.m.d. De fiecare dată cînd se trece la analiza unei instrucții noi, conținutul blocului se șterge inițializînduse cu blankuri.

Un exemplu se prezintă în figura 3.

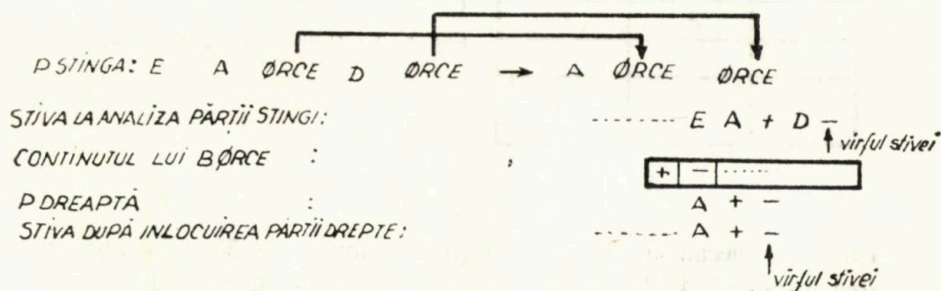


Fig. 3. Exemplu de folosire a cuvîntului cheie ØRCE și de completare a tabelului BØRCE

Prin acțiune, se înțelege un cuvînt cheie ce indică simbolic o operație ce trebuie executată. În cadrul interpretatorului realizat s-au folosit următoarele cuvinte cheie pentru acțiuni

— ALEX: se apelează analizorul lexical, care extrage din textul scris următorul atom al limbajului și-i plasează codul sintactic în stiva sintactică iar atomul propriu zis în stiva semantică.

— SALT<etichetă>. Textul scris în PL este interpretat în continuare începînd din rîndul care are eticheta<etichetă>.

— APEL<etichetă>. Această acțiune are un cod asemănător saltului la subprogram, și se folosește întotdeauna împreună cu acțiunea RETR. Spre deosebire de acțiunea SALT, acțiunea APEL conservă punctul de retur pentru a se putea reîntoarce în acel punct după ce subprogramul la care s-a făcut saltul a fost executat. Se consideră că tot subprogramul a fost executat în momentul cînd în cîmpul de acțiuni se întâlnește prima acțiune RETR.

Acțiunea APEL determină în plus și analizarea naturii punctului de întoarcere: dacă e o acțiune care urmează acțiunii APEL sau dacă e o instrucție nouă. Această informație împreună cu coordonatele punctului de retur se memorează în tabelul STIVARTR care funcționează ca o stivă.

Coloanele stivei retur sînt arătate în figura 4. Un 1 în coloana 3 marchează un retur la o instrucție nouă iar un 2 un retur la următoarea acțiune din cadrul instrucției curente.

STIVARTR

RÎND	COLONA	UNDE SE REVINE
...		
12	2	1
14	3	2
...		

Fig. 4. Conținutul tabelului STIVARTR

Prin acest mecanism se pot înlănțui un număr de 50 de subprograme. Limitarea e impusă de dimensiunea stivei care are 50 de rînduri.

Acțiunile EXNR, și EXNM fac legătura între analizorul sintactic și cel semantic. Cuvîntul cheie EXNR este întotdeauna urmat de un număr ce indică numărul subrutinei semantice ce trebuie să se execute, și care generează codul intern de tip quartet, tripletă sau limbaj polonez, pe baza elementelor din vîrfurile stivei semantice, care funcționează în paralel cu cea sintactică.

Cuvîntul cheie EXNM este urmat întotdeauna de un nume de clasă, în caz contrar fiind o greșeală. Numele clasei trebuie să apară și în partea stîngă a relației de transformare a instrucției. După cum numele clasei reprezintă

în partea stângă a relației, oricare din elementele clasei, tot așa numele clasei în contextul EXNM<numele clasei> reprezintă numărul subrutinei semantice de executat, pentru elementul clasei folosit în partea stângă și care este reprezentat prin numele clasei.

Pentru a se putea ști care este elementul clasei, respectiv numărul subrutinei semantice de executat, este necesar ca atunci când se examinează partea stângă a relației de transformare, să se memoreze numele clasei, simbolul pe care-l reprezintă, și numărul subrutinei semantice ce trebuie executată. Toate aceste date se memorează într-un tablou numit BNUME care poate avea maximum 14 rînduri și trei coloane.

Cînd se execută acțiunea EXNM, atunci numele clasei este căutat în tabelul BNUME, și de aici se găsește numărul subrutinei semantice la care să se facă saltul. După executarea acesteia, trebuie să se treacă la următoarea acțiune, sau dacă nu mai sînt acțiuni la următoarea instrucțiune.

De fiecare dată cînd se trece la următoarea acțiune, se șterge conținutul tabloului BNUME și se reinițializează cu blancuri. Trebuie reținut faptul că, dacă o clasă se declară cu cuvîntul cheie CLNM, în acest caz la declarare nu se indică și numărul subrutinelor semantice de executat și deci numele clasei nu poate apare asociat cu cuvîntul cheie EXNM.

Cele prezentate mai sus sînt ilustrate în figura 5.

TEXT ANALIZAT: A OP1 B ~~OP2~~ → A ~~OP1~~ ~~OP2~~ ; ALEX EXNM1 ~~OP1~~ EXNM1 ~~OP2~~

VIREUL STIVEI: A + B /

CONȚINUTUL BNUME

OP1	+	1.
OP2	/	4.

TEXT ECHIVALENT: A + B / → A + / ; ALEX EXNR 1 EXNR 4

Fig. 5. Exemplu de folosire a numelor claselor, și de completare a tabelului BNUME

Acțiunea DA conduce la tipărirea unui mesaj ce arată că propoziția analizată aparține limbajului, iar acțiunea NU indică o greșeală de construcție a propoziției. După ambele aceste acțiuni, se citește în continuare cartela următoare a textului sursă, reinițializîndu-se o nouă analiză sintactică.

În figura 6 se prezintă o ordinogramă generală care indică modul de funcționare a interpretatorului. Ordinograma începe cu inițializarea tabelelor și se încheie la salt la acțiuni, fără ca acestea să fie prezentate, deoarece ordinogramele lor sînt relativ simple și în plus numărul și tipul acțiunilor poate fi modificat după dorință.

CONCLUZII

Interpretatorul construit, are scop didactic. Din acest motiv a fost scris în FORTRAN pentru a putea fi urmărit și înțeles mai ușor, și a fost dotat cu multe mesaje de eroare privind construcția programului PL. Un asemenea interpretator poate conduce o analiză sintactică de sus în jos și de jos în sus, pentru o gramatică regulată, independentă de context sau dependentă de context, fiind analizorul sintactic cel mai general cunoscut pînă în prezent.

Un asemenea interpretator poate constitui partea centrală a unui compilator, coordonînd funcționarea analizorului lexical cu cel semantic, cum se arată în figura 6.

Pentru aceasta, sînt necesare unele modificări față de varianta prezentată. Acestea ar fi următoarele:

- Textul interpretatorului să fie scris în limbajul de asamblare al calculatorului pentru care se construiește compilatorul. Prin aceasta se scurtează lungimea programului și volumul de memorie ocupat.

- Datele cu care lucrează interpretatorul, să fie codificate ocupînd un octet în loc de un cuvînt. În acest caz dimensiunile tablourilor cu care lucrează interpretatorul se reduc față de situația prezentată în raportul unu la patru.

- Programul PL ce este interpretat să fie codificat, fiecare cuvînt ocupînd un octet. În plus, programul PL să nu se mai scrie într-un tablou bidimensional, ci fiecare rînd avînd o lungime diferită să se trateze ca un șir de caractere, lungimea rîndului și adresa inițială fiind notate pentru fiecare rînd într-un tabel.

- Să se elimine mesajele de eroare existente în prezent și care sînt legate de erorile textului PL. Aceasta se poate realiza deoarece textul PL ce se introduce într-un calculator, se presupune că nu conține greșeli de format.

Dacă aceste condiții sînt îndeplinite, se apreciază că interpretatorul ocupă un volum de memorie de $2 \div 4 K\emptyset$.

În anexa 1 se prezintă ordinograma detaliată a interpretatorului precum și o tabelă conținînd numele și dimensiunea tablourilor.

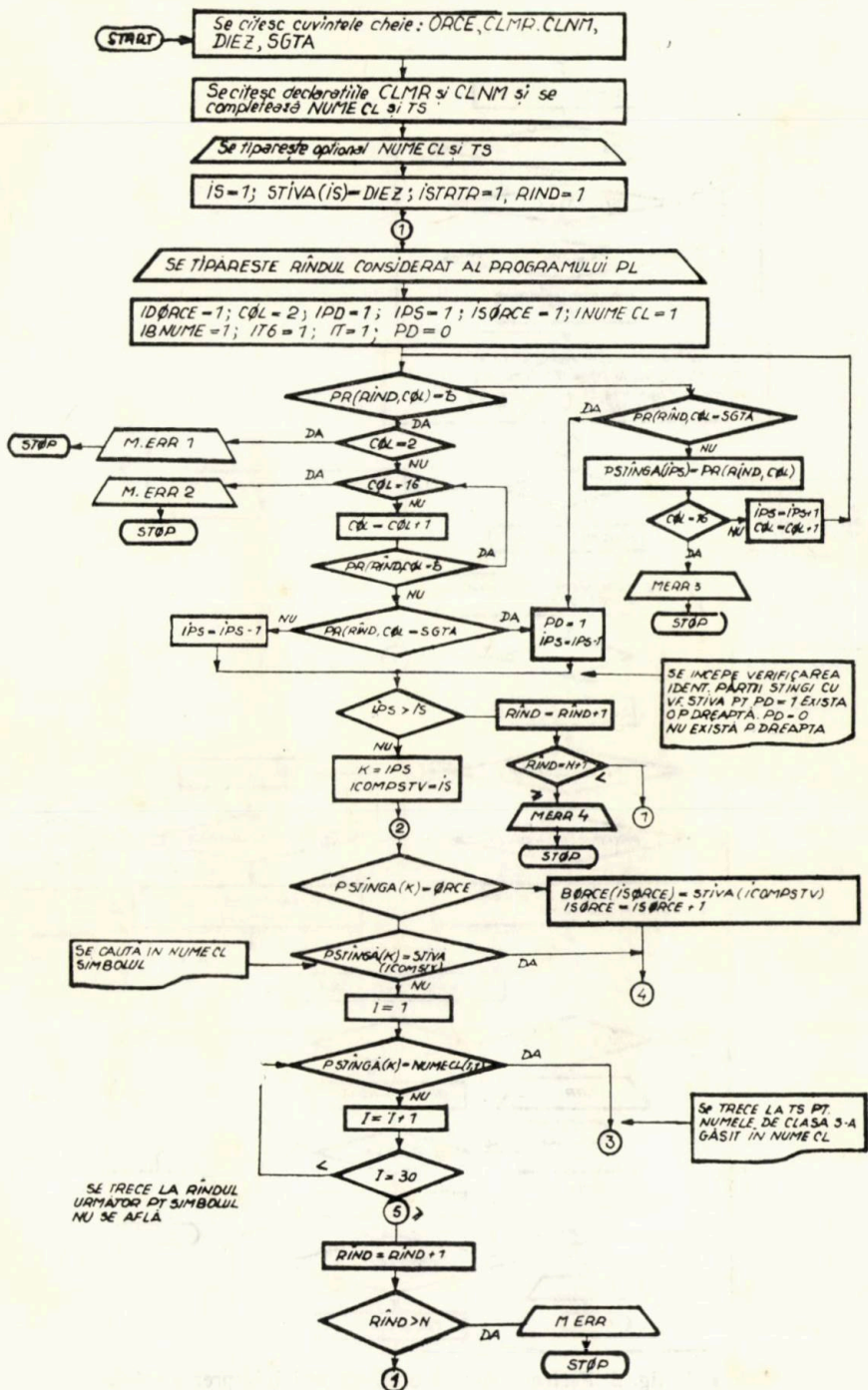
Primit la redacție la data de 20.01. 1974.

A N E X A 1

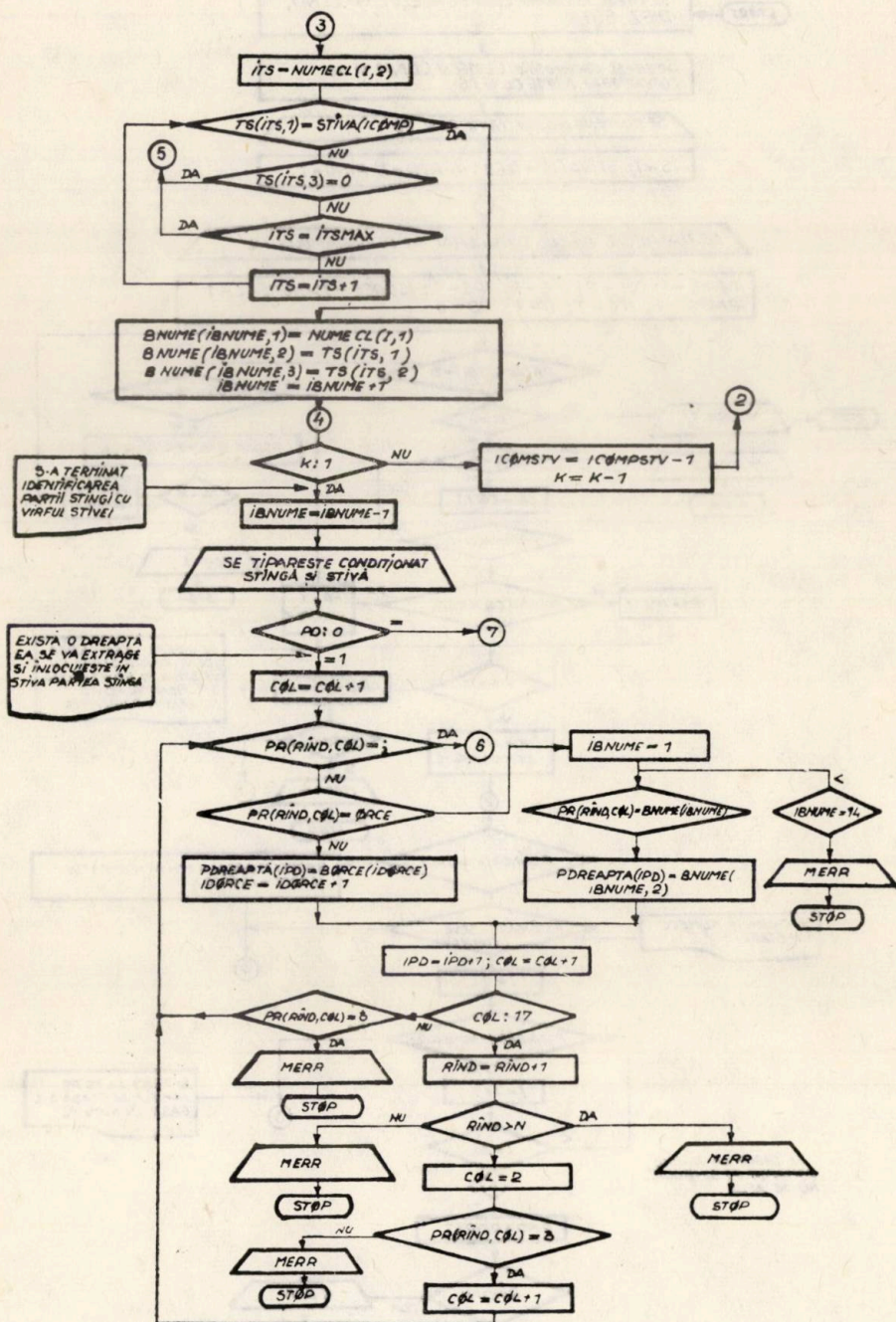
Tabelul 1

Lista tablourilor, a dimensiunilor și a indicilor folosiți.

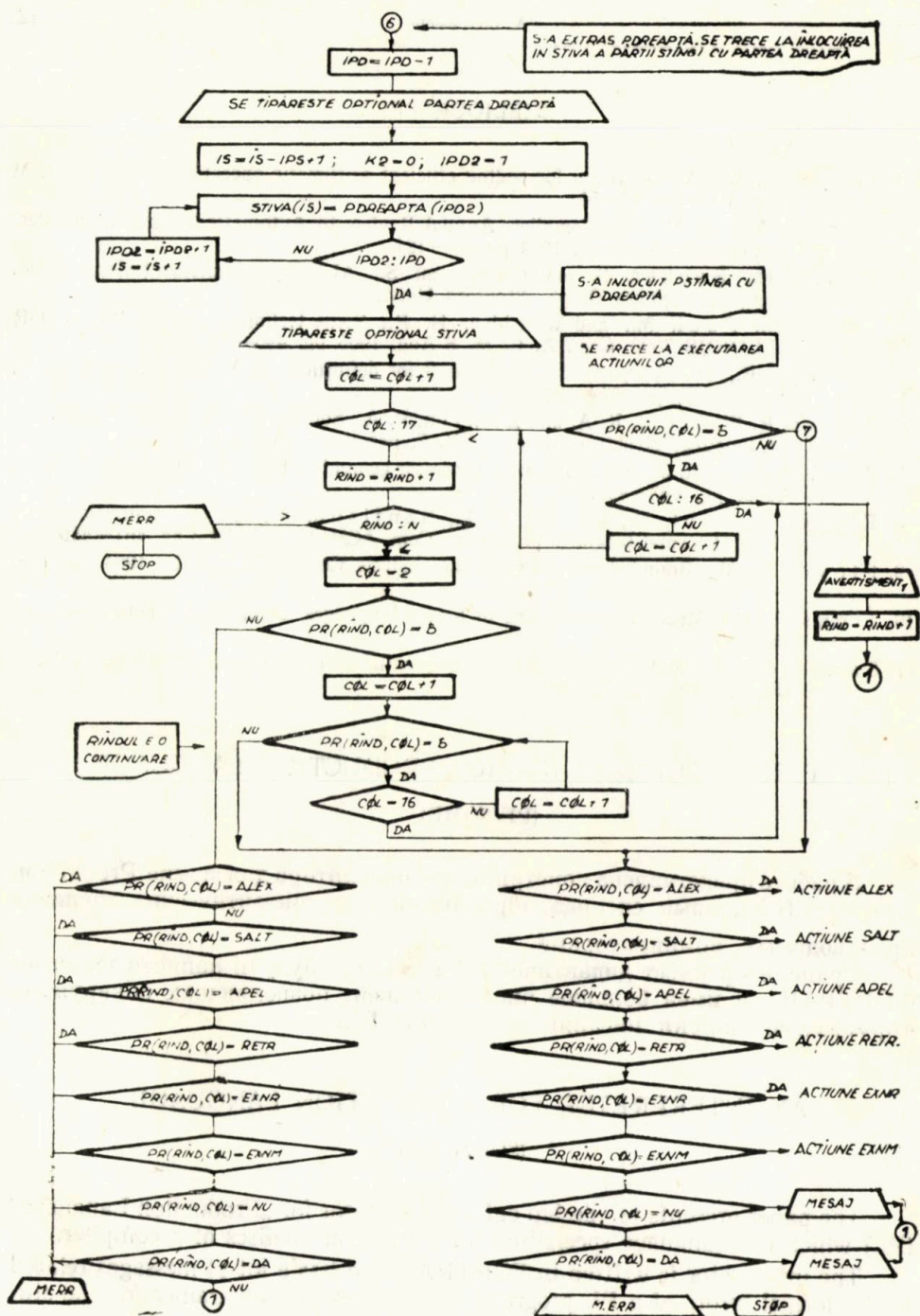
Numele tabloului și dimensiunea maximă	Numele indicelui	La ce se folosește
STIVA (50)	IS	Stiva sintactică
P STÎNGA (14)	IPS	Se memorează partea stîngă a unei RT
P DREAPTA (20)	IPD	Se memorează partea dreaptă a unei RT
PR (100, 16)	RIND, CØL	Conține programul de interpretat
TEXT (80)	ITEXT ITEXT MAX=80	Se memorează textul de analizat
NUMECL (30, 2)	I NUME INUME MAX=30	Se memorează numele claselor
TS (100, 3)	ITS, (1/2/3) ITS MAX=100	Tabel secundar, conține elementele claselor coloana 2=adresa de legătură coloana 3=nr. sub. semantice
AMPØN (16)	IT	Se memorează declarațiile CLNR, CLNM pînă se completează tabelele NUMECL și TS
BØRCE (14)	IS ØRCE ID ØRCE	Se memorează pentru fiecare instrucție simbolurile reprezentate de ØRCE
STIVARTR (50,3)	IST2, (1/2/3)	Memorează punctele de retur în urma apelării unui subprogram.
BNUME (14, 3)	IBNUME, (1/2/3)	Se memorează pentru fiecare instrucție numele clasei folosite, elementul clasei și nr. sub. semantice.



Anexa 1, fig. 1. Partea întâi a ordinogramei interpretatorului.



Anexa 1, fig. 2. Partea a doua a ordinogramei interpretatorului.



Anexa 1, fig. 3. Partea a treia a ordinogramei interpretatorului.

BIBLIOGRAFIE

1. Floyd, R. W., An algorithm for coding efficient arithmetic operations. Com. A. C. M. Jan. 1961 pg. 42-51.
2. Evans A., An Algol 60 Compiler. Annual Review in Automatic Programming, Pergamon Press, Nr. 4, 1964 pg. 87-124.
3. Bauer, H., Becker, S. and Graham, S., ALGOL w implementation. CS 98, Computer Science Drept., Stanford Univ., 1968.
4. Gries, D., Paul, M., and Wielhe, N. R., Some technique used in the ALCOR ILLINOIS 7090. Com. A. C. M. 8 Aug. 1965 pg. 496-500.
5. Gallier, B., Perlis, A. J., A Proposal for definitions in ALGOL. Com. ACM 10, April 1967, pg. 204-219.
6. Allard, R. W., Wolf, K. A. and Zemlin, R. A. Some effects of the 6600 Computer on language structures. Com. ACM. 7, Februarie 1964, pg. 112-127.
7. Paul, M., ALGOL 60 processors and a processor generator. Proc. IFIP Congress, Munich, 1962, pg. 493-497.
8. Eickel, I., Paul, M., Bauer, F. L., Sanfison, K., A syntax controlled generator of formal language processors. Com. ACM, 6, Aug. 1963 pg. 451-455.
9. Floyd, R. W., Bounded context syntactic analysis. Com. ACM. 7, Febr. 1964. pg. 62-67.
10. Irons, E. T. Structural conections in formal languages. Com. ACM 7 Febr. 1964. pg. 69-72.
11. Samelson, K. and Bauer, F. L., Sequential formula translation. Com. ACM, 3 Febr., 1960, pg. 76-83.

ТРАНСЛЯТОР ДЛЯ ЯЗЫКА PRODUCTION LANGUAGE

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена констркция Транслятора для языка Production Language (PL), язык специализированный для синтаксических анализов производимых компиляторами.

Транслятор имеет дидактический характер, будучи написан на языке ФОРТРАН и имея большое число месажей, позволяющих обнаружить формальные ошибки писания программы PL.

AN INTERPRETOR FOR PRODUCTION LANGUAGE

(SUMMARY)

The paper presents te design ogf an interpretor for „Production Language“ (PL) which is a language specialised for sintactical analises of a compiler.

The interpretor is written in FORTRAN and has a lot of messages related to the formal errors of a PL program. It's purpose is as a trainer for the students of the FORMAL LANGUAGE class.

COMPORTAREA MAȘINII ELECTRICE CU MUTATOR AUTOCOMANDAT ÎN REGIMURI TRANZITORII *

DE

GH. ATANASIU, ELENA DRAGOMIR, T. DRAGOMIR

1. PREZENTAREA PROBLEMEI

Literatura tehnică din ultimii ani prezintă tot mai multe lucrări asupra mașinilor electrice ce utilizează dispozitive cu comutație statică [1], [2], [3]. În această problematică se încadrează și preocupările legate de mașina electrică cu mutator autocomandat [4], [5], echivalentă atît unei mașini de curent continuu cu indusul fix și periile mobile, cît și unei mașini sincrone alimentate peste un invertor cu comanda dependentă de poziția rotorului și sesizată de elementul denumit traductor de poziție.

Acest tip de mașină nu prezintă deci fenomenele de pendulație și ieșire din sincronism, specifice mașinilor sincrone.

Cuplul instantaneu este pulsatoriu depinzînd de numărul fazelor ondulo-ului și de valoarea medie a unghiului dintre solenațiile excitației și ale indusului [4].

Utilizarea mașinilor cu mutator autocomandat în diversele sisteme de acționări electromecanice, impune cunoașterea regimului lor dinamic. Din punct de vedere matematic un astfel de studiu implică integrarea uni sistem de ecuații diferențiale, în general neliniare.

Scopul lucrării este analiza comportării dinamice a unei astfel de mașini, cu ajutorul calculatorului numeric.

2. ECUAȚIILE GENERALE ALE REGIMULUI DINAMIC

Ecuațiile de funcționare se deduc utilizînd sistemul celor două axe, din relațiile unei mașini generalizate [4], avînd rotorul cu poli proeminenți (fig. 1).

Cele trei sisteme de axe din figură au următoarele semnificații :

— axele fixe față de rotor d^r și q^r care situează înfășurarea longitudinală (u_d^r, i_d^r) și înfășurarea transversală (u_q^r, i_q^r) parcurse de un sistem de curenți constanți ;

* Rezultatele au fost comunicate la Sesiunea științifică a cadrelor didactice din Institutul Politehnic „Traian Vuia” din Timișoara, din mai 1973.

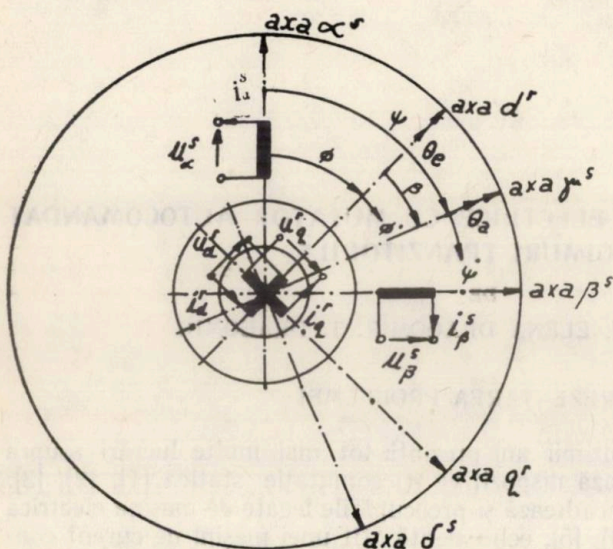


Fig. 1. Schema în două axe a mașinii generalizate.

— axele fixe față de stator α^s și β^s , care situează două înfășurări statornice în cuadratură, parcurse de un sistem de curenți alternativi (u_α^s, i_α^s și u_β^s, i_β^s) ;
 — axele rotative față de stator și fixe față de rotor γ^s și δ^s , care situează două înfășurări statorice, parcurse de un sistem de curenți constanți (u_γ^s, i_γ^s și u_δ^s, i_δ^s).

Ecuatiile de funcționare ale mașinii analizate au fost deduse în lucrarea [4]. Sub forma matricială ele sînt redată în relația

$$\left| \frac{u_{\gamma\delta, dq}^{s,r}}{M} \right| = \left| \frac{R_{\gamma\delta, dq}^{s,r} \cdot i_{\gamma\delta, dq}^{s,r} + L_{\gamma\delta, dq}^{s,r} \cdot \frac{d}{dt} i_{\gamma\delta, dq}^{s,r} + G_{\gamma\delta, dq}^{s,r} \cdot \dot{\psi} \cdot i_{\gamma\delta, dq}^{s,r}}{J\ddot{\Phi} + K_v\dot{\Phi} - \frac{1}{2} (i_{\gamma\delta, dq}^{s,r})^2 \cdot \frac{\partial L_{\gamma\delta, dq}^{s,r}}{\partial \Phi} i_{\gamma\delta, dq}^{s,r}} \right| \quad (1)$$

în care $R_{\gamma\delta, dq}^{s,r}$, $L_{\gamma\delta, dq}^{s,r}$ și $G_{\gamma\delta, dq}^{s,r}$ reprezintă matricile rezistențelor, inductivităților și a tensiunilor induse prin rotație, prin considerarea cărora ecuațiile de funcționare în regim tranzitoriu devin :

$$\begin{aligned} u_\gamma^s &= R_\gamma^s \cdot i_\gamma^s + L_\gamma^s \frac{d}{dt} i_\gamma^s + p \Omega L_{\gamma\delta}^{s,r} i_\gamma^s + L_{d\gamma}^r \frac{d}{dt} i_d^r + p \Omega L_{\gamma d}^{s,r} i_d^r \\ u_d^r &= R_d^r \cdot i_d^r + L_d^r \frac{d}{dt} i_d^r + L_{d\gamma}^{r,s} \frac{d}{dt} i_\gamma^s \\ -M &= J\dot{\Omega} + K_v\Omega - pL_{\gamma\delta}^{s,r} (i_\gamma^s)^2 - pL_{\gamma d}^{s,r} \cdot i_\gamma^s \cdot i_d^r \end{aligned} \quad (2)$$

Pentru analiza care urmează s-a pornit de la următoarele premize inițiale :

— dispozitivul de comutație statică are un număr suficient de ridicat de ventile comandate, pentru a putea menține unghiul β dintre axele rotorice (d, q) și statorice (γ, δ) constant (fig. 1) ;

— mutatorul cu semiconductoare permite un transfer de putere în ambele sensuri, rețea-mașină electrică.

În relațiile (2) notațiile nou apărute au următoarele semnificații :

L_{γ}^s — inductivitatea proprie statorică, pentru axa γ ;

$L_{\gamma\delta}^s$ — inductivitatea mutuală statorică, între axele γ și δ ;

la o mașină cu poli plini $L_{\gamma\delta}^s = 0$;

L_d^r — inductivitatea proprie rotorică, pentru axa d ;

$L_{d\gamma}^r = L_d^r \cdot \cos p\beta$ — inductivitatea proprie rotorică de pulsație (componentă a tensiunii induse de pulsație în axa γ) ;

$L_{\gamma d}^{rs} = L_d^{sr} \cdot \sin p\beta$ — inductivitatea mutuală stator-rotor de rotație (componentă a tensiunii induse de rotație în axa γ) ;

$L_{d\gamma}^{rs} = L_d^{sr} \cdot \cos p\beta$ — inductivitatea mutuală stator-rotor de pulsație (componentă a tensiunii induse de pulsație în axa d) ;

M — valoarea instantanee a cuplului electromagnetic ;

Ω — valoarea instantanee a vitezei unghiulare a rotorului.

Se observă în relația (2) cele două componente ale cuplului electromagnetic : componenta sincronă $p \cdot L_{\gamma\delta}^s \cdot (i_{\gamma}^s)^2$ analoagă cuplului mașinilor sincrone reactive și componenta solenațiilor ($p \cdot L_{\gamma d}^{sr} \cdot i_{\gamma}^s \cdot i_d^r$), analoagă cuplului mașinilor de curent continuu (se va avea în vedere faptul că $L_{\gamma d}^{sr} \neq L_{d\gamma}^{rs}$).

În vederea generalizării analizei regimurilor tranzitorii, sistemul de ecuații (2) se transcrie în sistemul per-unit, [5], [9], rezultînd :

$$\begin{aligned} u^s &= r^s \cdot i^s + x_{\gamma}^s \cdot \frac{di^s}{dt} + \omega x_{\gamma\delta}^s \cdot i^s + x_{d\gamma}^r \frac{di^r}{dt} + \omega \cdot x_{\gamma d}^{sr} \cdot i^r \\ u^r &= r^r i^r + x_d^r \frac{di^r}{dt} + x_{d\gamma}^{rs} \cdot \frac{di^s}{dt} \end{aligned} \quad (3)$$

$$-m = j\omega + k_v \omega - p \cdot x_{\gamma\delta}^s (i^r)^2 - p \cdot x_{\gamma d}^{sr} \cdot i^s \cdot i^r.$$

3. PARAMETRII MAȘINII ANALIZATE

În vederea obținerii unor date informative, prin analiza sistemului de ecuații (3), relative la diferitele regimuri tranzitorii ale unei mașini cu mutator auto-comandat, în curs de execuție, cu poli plini, avînd puterea activă de 13 kW și turația nominală de 3 000 rpm, au rezultat în sistemul per-unit următoarele date nominale și parametrii :

$$u_n^s = 1, \quad i_n^s = 1 ;$$

$$u_n^r = 2,3 \cdot 10^{-2}, \quad i_n^r = 5,8673 ;$$

$$\eta_n = 0,87, \quad \omega_n = 1 ;$$

$$r^s = 2,51 \cdot 10^{-2}, \quad r^r = 39,2 \cdot 10^{-4}, \quad x_v^s = 0,1665 ;$$

$$x_d^r = 0,166, \quad x_{vd}^{sr} = 0,1658, \quad j = 2\,000 ;$$

$$k_v = 0,105.$$

Studiul propus ia în considerație regimul de putere constantă, pentru care expresia relativă a cuplului la arbore este $m = \eta / \omega$.

În sistemul general de ecuații (3), pentru cazul considerat al mașinii cu poli plini analizate, $x_{\gamma\delta}^s = 0$; de asemenea în vederea obținerii cuplului maxim din mașină, unghiul $\beta_{med} = \frac{\pi}{2}$. Aceasta conduce la anularea a încă doi parametrii : $x_{d\gamma}^r = 0$ și $x_{d\gamma}^{rs} = 0$ [5].

4. ANALIZA NUMERICĂ A UNOR REGIMURI TRANZITORII

Cu ajutorul datelor anterioare și prin explicitarea derivatelor mărimilor i^s , i^r și ω , sistemul de ecuații diferențiale ale rgimului tranzitorii (3), devine :

$$\frac{di^s}{dt} = \frac{1}{0,1665} \cdot (u^s - 0,0251 \cdot i^s - 0,1658 \cdot \omega \cdot i^r)$$

$$\frac{di^r}{dt} = \frac{1}{0,166} (u^r - 0,00392 \cdot i^r) \quad (4)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2\,000} (0,1658 \cdot i^r \cdot i^s - \frac{\eta}{\omega} - 0,105 \cdot \omega).$$

Integrarea sistemului (4) a fost efectuată pentru regimurile tranzitorii corespunzătoare următoarelor situații (indicele inferior „0” marcînd valori inițiale):

a) motorul aflîndu-se în regim nominal de funcționare ($i_0^s = i_n^s$, $i_0^r = i_n^r$; $\omega_0 = \omega_n$) se modifică:

1. tensiunea u^s instantaneu, la valoarea

$$u^s = u_n^s - \Delta u^s;$$

2. tensiunea u^s liniar, în decurs de 0,2 s (20π unități relative de timp), la valorile de la pct. 1:

$$u^s = u_n^s - \frac{\Delta u^s}{20\pi} t \quad (\text{pentru } t \leq 20 \pi)$$

$$u^s = u_n^s - \Delta u^s \quad (\text{pentru } t > 20 \pi);$$

3. tensiunea u^r , în același fel ca și tensiunea u^s în cazul a-1 ($u^r = u_n^r - \Delta u^r$);

4. tensiunea u^r în același fel ca și tensiunea u^s în cazul a-2;

b) sarcina motorului se modifică instantaneu de la valoarea nominală la zero (deci: $i_0^s = i_n^s$, $i_0^r = i_n^r$, $\omega_0 = \omega_n$ și $\eta = 0$);

c) sarcina motorului se modifică instantaneu de la 0, motorul aflîndu-se în mers în gol real, la valoarea nominală ($i_0^s = 0,1111$, $i_0^r = i_n^r$, $\omega_0 = 1,0250$, $\eta = \eta_n$; valorile inițiale precizate corespund valorilor finale de la pct. b. obținute la stabilirea mersului în gol real);

d) pornirea motorului cu sarcină nulă ($i_0^s = 0$, $i_0^r = i_n^r$, $\omega_0 = 0$), prin creșterea liniară a tensiunii u^s la valoarea nominală în 10 s (1000π unități relative de timp):

$$u^s = u^s \frac{t}{1000 \pi} \quad (\text{pentru } t \leq 1000 \pi)$$

$$u^s = u^s \quad (\text{pentru } t > 1000 \pi).$$

Există diferite metode numerice de integrare [7], [8] a unui sistem de ecuații diferențiale ordinare de forma (4), în [6] prezentîndu-se în detaliu o variantă ce folosește relațiile Runge-Kutta de ordinul IV, modificate de Gill și metoda „predictor-corrector” modificată de Hamming. Exemple de organizare a calculului în cazul studierii regimurilor tranzitorii ale unor mașini asincrone sînt ilustrate în [6] și în [3].

În cazul de față integrările au fost efectuate utilizînd subrutina RKGS din biblioteca IBM, cu lista parametrilor completată de așa manieră încît cu ajutorul noilor parametri să fie distinse cazurile de studiu prezentate anterior.

De fiecare dată, sistemul (4) a fost integrat pe un interval de timp suficient de lung pentru a se atinge regimul staționar. Ponderile de eroare considerate au fost $\varepsilon_s = 0,5$, $\varepsilon_r = \varepsilon_\omega = 0,25$, avîndu-se astfel în vedere faptul că $\left| \frac{di^s}{dt} \right|$ este mai mare ca $\left| \frac{di^r}{dt} \right|$ sau $\left| \frac{d\omega}{dt} \right|$. Pentru un pas de integrare s-a admis o eroare totală de 0,0001.

În fig. 2 și fig. 3 se prezintă comparativ dependențele $i^s = i^s(t)$ și $\omega = \omega(t)$ pentru „a-2” (linia plină) și „a-1” (linie întreruptă). În tabelele atașate se precizează cazurile concrete considerate și valorile finale, de regim staționar, obținute de i^s și ω (notate cu indicele ∞). În fig. 4, 5 și 6 sînt prezentate rezultatele pentru „a-4” (linie plină) și „a-3” (linie întreruptă). Dreptele 1, 2, 3 din fig. 6 se referă la „a-1” și „a-2”, pentru care $i^r = i_n^r$ ($i^r = i^r(t) = \text{const}$).

Rezultatele obținute pentru cazurile „b” (curbele 1) și „c” (curbele 2) sînt prezentate în fig. 7 și 8, iar pentru cazul „d” în fig. 9.

Valorile de regim staționar rezultate se pot determina pentru fiecare caz în parte și ca soluții ale sistemului de ecuații algebrice ce se obține prin anularea derivatelor din (4):

$$u^s = 0,0251 i_{\infty}^s + 0,1658 \omega_{\infty} i_{\infty}^r$$

$$u^r = 0,00392 \cdot i_{\infty}^r$$

$$0,1658 i_{\infty}^r i_{\infty}^s - \frac{\eta}{\omega_{\infty}} - 0,105 \omega_{\infty} = 0.$$

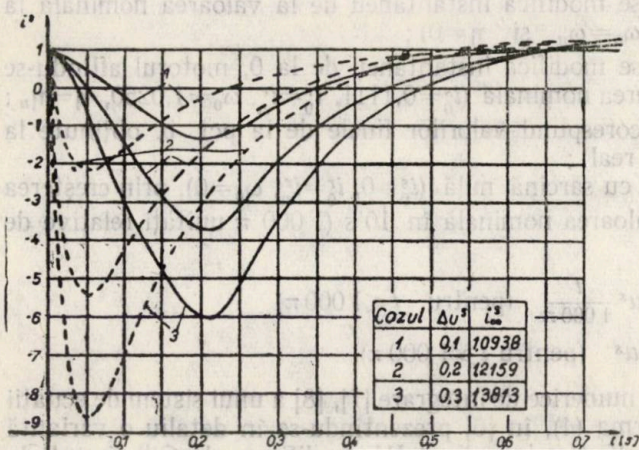


Fig. 2

Variația curentului statoric (în unități relative) la sarcina nominală a mașinii, pentru:

- variația instantanee a tensiunii statorice (.....) și
- variația liniară a tensiunii statorice (—).

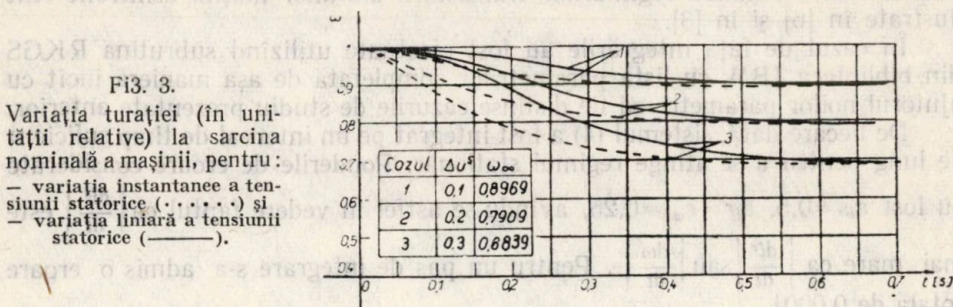


Fig. 3.

Variația turației (în unități relative) la sarcina nominală a mașinii, pentru:

- variația instantanee a tensiunii statorice (.....) și
- variația liniară a tensiunii statorice (—).

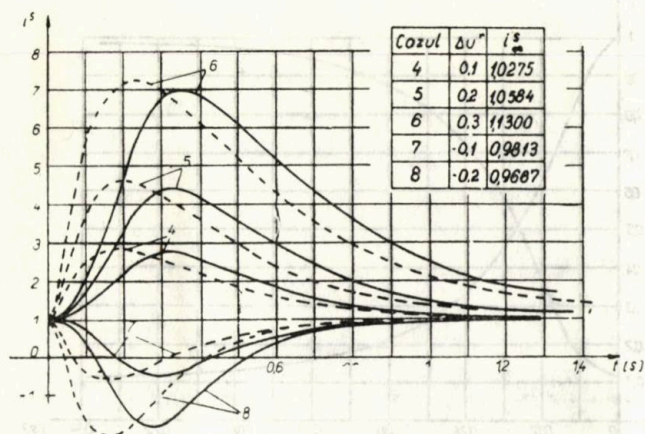


Fig. 4.

Variația curentului statoric (în unități relative) la sarcina nominală a mașinii, pentru :

- variația instantanee a tensiunii rotorice (.....) și
- variația liniară a tensiunii rotorice (—).

Fig. 5.
Variația turăției (în unități relative), la sarcina nominală a mașinii, pentru :

- variația instantanee a tensiunii rotorice (.....) și
- variația liniară a tensiunii rotorice (—).

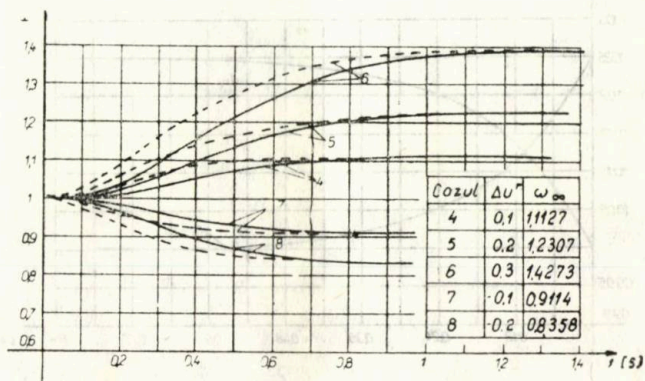


Fig. 6.

Variația curentului rotoric (în unități relative) la sarcina nominală a mașinii, pentru :

- variația tensiunii statorice (dreapta 1, 2, 3)
- variația instantanee a tensiunii rotorice (.....) și
- variația liniară a tensiunii rotorice (—).

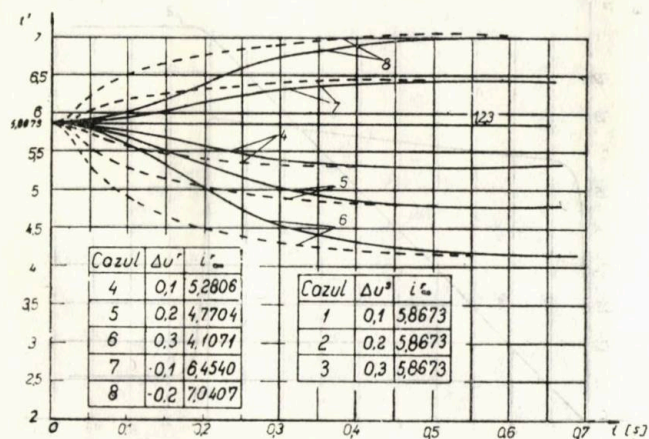


Fig. 7.

Variația curentului statoric, la variația instantanee a sarcinii, pentru trecerile :
 — de la sarcina nominală la sarcina nulă (1) și
 — de la sarcina nulă la sarcina nominală (2).

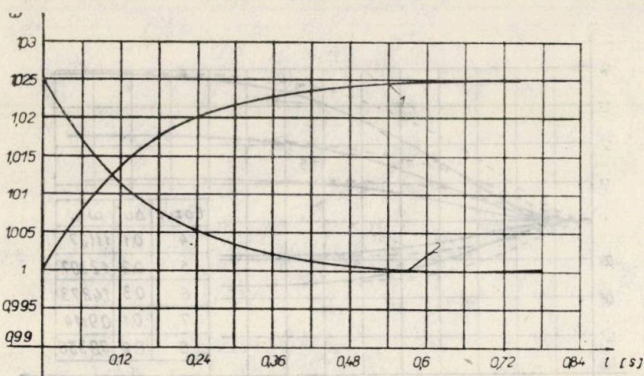
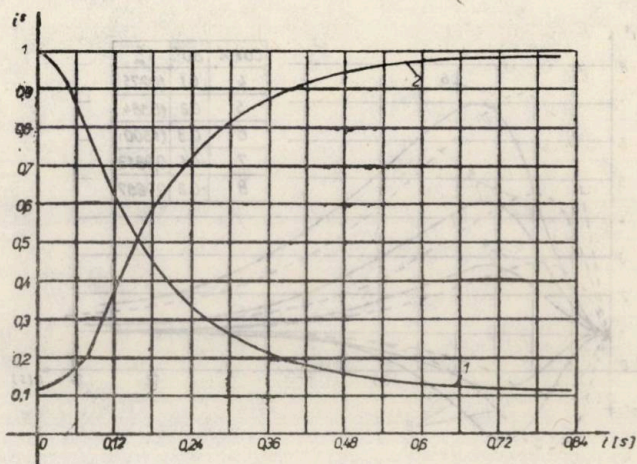
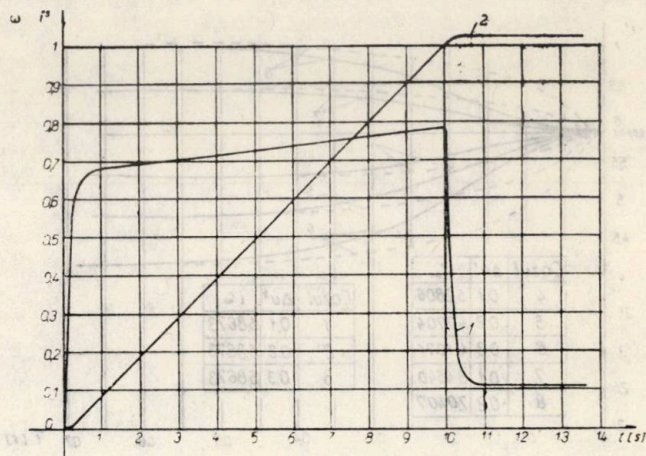


Fig. 8.

Variația turației, la variația instantanee a sarcinii, pentru trecerile :
 — de la sarcina nominală la sarcina nulă (1) și
 — de la sarcina nulă la sarcina nominală (2).

Fig. 9.

Variația curentul statoric (1) și a turației (2) la pornirea în sarcină nulă, prin creșterea liniară a tensiunii statorice la valoarea nominală, în 10 sec.



5. CONCLUZII

Cele prezentate constituie continuarea studiilor întreprinse în vederea realizării practice a unei mașini cu mutator autocomandat. Astfel după unele considerații asupra tipului de mașină prezentat și a regimului său staționar [4], după analiza regimului dinamic prin liniarizarea ecuațiilor [5], pentru cazul concret al unei mașini proiectate, s-au studiat diferite regimuri tranzitorii cu ajutorul unui calculator numeric, fără liniarizarea ecuațiilor.

Rezultatele obținute permit evidențierea următoarelor aspecte ale comportării dinamice:

1. Grad mare de stabilitate, lipsit de fenomenul de pendulări;
 2. Durată scurtă a regimului tranzitoriu;
 3. Influența redusă a variației sarcinii asupra turației mașinii;
 4. Posibilități largi de reglare a turației cu un grad ridicat de stabilitate;
 5. Reglarea turației prin modificarea instantanee a tensiunii statorice sau rotorice, conduce la variații pronunțate ale curentului de sarcină.
- Micșorarea valorilor extreme implică în aplicația practică, realizarea unei concordanțe între viteza de reglaj a tensiunilor cu valorile impuse ale curentului statoric.

Rezultatele obținute și prezentate în această lucrare, confirmă comportarea dinamică corespunzătoare a acestor tipuri de mașini electrice, ceea ce le conferă un domeniu larg de aplicație în acționări electromecanice.

Primită la redacție la data de 8 nov. 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. ***, Brown Boveri Mitteilungen, 3, März 1970, Bd. 57, Baden/Schweiz, p. 93 ... 148.
2. ***, Siemens-Zeitschrift, April 1971, H. 4, p. 169 ... 352.
3. Măgureanu R., Analiza mașinii sincrone fără contacte cu excitație prin inducție utilizând armonicele tensiunii de alimentare. Electrotehnica 20, nr. 12, dec. 1972, p. 451—460.
4. Atanasiu Gh., Considerații privind teoria mașinii cu mutator autocomandat. Sesiunea anuală de comunicări tehnico-științifice consacrată aniversării a 50 de ani de la crearea P.C.R., a I.C.P.E.T.—C.I.U.E. București 6—8 mai 1971.
5. Atanasiu Gh., Regimul dinamic al mașinii electrice cu mutator autocomandat, volumul celei de a III-a Conferință a electricienilor, București, 21—23 sept. 1972.
6. Micu E., Studiul regimului tranzitoriu al unei mașini sincrone cu calculatorul electronic numeric, Electronica 19, nr. 8, august 1971, p. 287—292.
7. Ralston A., Wilf H. S., *Methodes mathematiques, pour calculateurs aritmetique*, Dunod, Paris 1965.
8. Lance G. N., *Numerical Methodes for High Speed Computers*. Iliff, London 1960.
9. Dordea T., *Mașini electrice*. Ed. didactică și pedagogică, București 1971, p. 395—399.

ПОВЕДЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ С САМОУПРАВЛЯЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

(РЕЗЮМЕ)

Представлен анализ переходных режимов на цифровой вычислительной машине ИРИС 50 для случая электрической машины с самоуправляющим преобразователем.

Полученные результаты иллюстрируют соответствующее динамическое поведение данных видов электрических машин, открывая перед ними широкою область применения в электромеханических приводах.

THE BEHAVIOUR OF AN ELECTRIC MACHINE WITH SELF-COMMANDED MUTATOR IN TRANSITORY REGIMES

(SUMMARY)

There is analysed on a digital computer the transitory regimes of an electric machine with self-commanded mutator.

The obtained results confirm the dynamic behaviour of this kind of electric machines, and that makes them to be applied in a wide range in electro-mechanical drives.

BIBLIOGRAPHIE

1. Brown, R. W. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
2. S. M. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
3. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
4. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
5. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
6. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
7. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
8. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
9. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
10. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
11. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
12. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
13. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
14. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
15. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
16. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
17. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
18. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
19. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
20. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
21. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
22. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
23. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
24. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
25. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
26. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
27. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
28. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
29. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
30. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
31. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
32. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
33. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
34. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
35. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
36. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
37. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
38. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
39. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
40. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
41. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
42. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
43. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
44. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
45. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
46. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
47. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
48. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
49. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.
50. M. S. S. *Automatic Control Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1957.

MĂSURAREA REZISTENȚELOR ECHIVALENTE SERIE ÎN CURENT ALTERNATIV ALE BOBINELOR CU MIEZ FEROMAGNETIC CU PUNTEA DUBLĂ DE REZONANȚĂ*

S. CRIȘAN, GH. GHERMAN

INTRODUCERE

Rezistențele echivalente serie în curent alternativ ale bobinelor cu miez feromagnetic sînt relativ mici și dependente de valoarea și frecvența curentului de excitație, fiind necesare precauții deosebite la măsurarea lor. Utilizînd metode clasice de măsurare a rezistențelor echivalente serie în curent alternativ se întîmpină greutăți mari la efectuarea măsurărilor deoarece la metodele în punte este dificil să se controleze curentul prin rezistența de măsurat iar la metodele de rezonanță este necesară realizarea unui dezacord care duce la varierea curentului.

În literatură se cunosc punți speciale derivate din puntea dublă cu care se pot măsura componente de valori mici ale impedanțelor. O astfel de punte este puntea Soper [1] la care se poate controla curentul prin impedanța de măsurat dar care prezintă dezavantajul unei scheme și construcții speciale. La puntea Saimac [2], curentul prin impedanța de măsurat nu se poate controla în timpul măsurărilor, putîndu-se calcula doar după cunoașterea valorilor de la echilibru ale parametrilor punții.

Autorii propun o metodă nouă de măsurare a rezistențelor echivalente serie în curent alternativ ale bobinelor cu miez feromagnetic în condiții impuse, mai simplă și mai avantajoasă decît metodele cunoscute.

PRINCIPIUL METODEI

Metoda concepută se bazează pe utilizarea unei punți duble, alimentată în curent alternativ și avînd în brațul de măsură conectat un circuit oscilant serie constituit din bobina de măsurat cu inductivitatea L_b și rezistența echivalentă serie R_b în curent alternativ și un condensator etalon variabil cu capacitatea C_e (fig. 1).

* Lucrarea a fost comunicată la sesiunea științifică a cadrelor didactice din I. P. „Traian Vuia” Timișoara la data de 16 decembrie 1972.

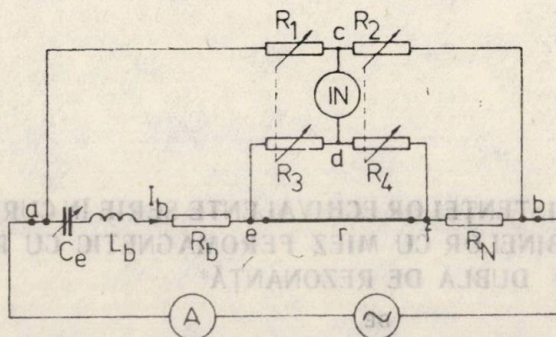


Fig. 1.

Tensiunea de dezechilibru $\underline{U}_{cd}$ a punții, în ipoteza că sînt satisfăcute condițiile cunoscute de la puntea dublă de curent continuu (r de valoare foarte mică, $R_1=R_3$ și $R_2=R_4$) și considerînd indicatorul de nul IN de impedanță infinită, este

$$\underline{U}_{cd} = \underline{U}_{ab} \frac{R_2 R_b^2 - (R_1 - R_2) R_N R_b - R_1 R_N^2 + R_2 X^2}{(R_1 + R_2) [(R_N + R_b)^2 + X^2]} + j \underline{U}_{ab} \frac{R_N X}{(R_N + R_b)^2 + X^2}, \quad (1)$$

unde $\underline{U}_{ab}$ este tensiunea de alimentare a punții, de frecvență f iar

$$X = 2\pi f L_b - \frac{1}{2\pi f C_e}. \quad (2)$$

Din relația (1) rezultă relațiile de echilibru ale punții

$$X = 0; \quad (3)$$

$$R_b = \frac{R_1}{R_2} R_N. \quad (4)$$

Prin urmare, este necesar să se aducă la rezonanță circuitul oscilant serie din brațul de măsură prin reglarea capacității condensatorului etalon, puntea devenind astfel pur activă. În continuare, prin reglarea rezistențelor R_1 și R_2 puntea se echilibrează ca o punte dublă de curent continuu pînă la satisfacerea relației (4). Particularitatea metodei constă în faptul că satisfacerea celor două relații de echilibru se poate urmări, pe rînd, la un indicator de nul cu tub catodic, utilizat în mod curent în punțile de curent alternativ. Dacă indicatorului de nul cu tub catodic i se aplică la intrarea pe orizontală tensiunea de alimentare $\underline{U}_{ab}$ a punții, iar la intrarea pe verticală tensiunea de dezechilibru $\underline{U}_{cd}$, pe ecran apare în general o elipsă. La rezonanța brațului de măsură elipsă se transformă într-o dreaptă înclinată iar după echilibrarea punții dreapta devine orizontală.

Dacă este satisfăcută condiția

$$R_1 + R_2 \gg R_N + R_b, \quad (5)$$

care este îndeplinită la o punte dublă de curent continuu, atunci se poate considera că ampermetrul (A) indică valoarea I_b a curentului de excitație a bobinei de măsurat.

Rezistența echivalentă serie R_b în curent alternativ a bobinei este compusă din rezistența R_{cc} a înfășurării, măsurabilă cu o punte dublă de curent continuu și rezistența R_{ca} echivalentă pierderilor în miezul feromagnetic în curent alternativ. Se poate deci determina și

$$R_{ca} = R_b - R_{cc}. \quad (6)$$

Din condiția de rezonanță (3) se poate calcula valoarea inductivității bobinei

$$L_b = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_e}. \quad (7)$$

Metoda permite deci și determinarea inductivității bobinei cu miez feromagnetic la valori și frecvențe ale curentului de excitație impuse.

CONVERGENȚA ȘI SENSIBILITATEA METODEI

Posibilitatea echilibrării unei punți de curent alternativ este caracterizată de unghiul de convergență, numărul de reglaje necesare echilibrării fiind cu atât mai mic cu cât unghiul de convergență în valoare absolută este mai apropiat de $\pi/2$ radiani [3], [4].

Unghiul de convergență se calculează ca diferență a argumentelor derivatelor parțiale ale mărimii H definită de relația (8) în raport cu parametrii care se reglează în vederea obținerii echilibrului:

$$H = Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3, \quad (8)$$

unde Z_1, Z_2, Z_3 și Z_4 sînt impedanțele brațelor punții de curent alternativ (fig. 2).

În cazul punții duble utilizate, mărimea H este

$$H = R_2 R_b - R_1 R_N + jR_2 \left(2\pi f L_b - \frac{1}{2\pi f C_e} \right). \quad (9)$$

Reglînd în vederea obținerii echilibrului parametrii C_e și R_1 , unghiul de convergență este

$$\alpha = \arg \frac{\partial H}{\partial C_e} - \arg \frac{\partial H}{\partial R_1} = -\frac{\pi}{2}, \quad (10)$$

rezultat ce era de așteptat întrucît puntea are un singur braț reactiv. Echilibrarea punții se poate realiza prin numai două reglaje.

Pentru studiul sensibilității metodei se consideră componentele tensiunii de dezechilibru U_{cd} în fază și în cuadratură cu tensiunea de alimentare U_{ab} a punții din fig. 1. Valoarea efectivă a componentei în fază cu tensiunea de alimentare U_{ab} este

$$U'_{cd} = U_{ab} \frac{R_2 R_b^2 - (R_1 - R_2) R_N R_b - R_1 R_N^2 + R_2 X^2}{(R_1 + R_2) [(R_N + R_b)^2 + X^2]}, \quad (11)$$

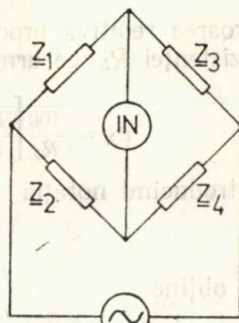


Fig. 2.

iar a componentei în cuadratură cu $\underline{U}_{ab}$ este

$$U_{cd}'' = U_{ab} \frac{R_N X}{(R_N + R_b)^2 + X^2}, \quad (12)$$

unde U_{ad} este valoarea efectivă a tensiunii de alimentare a punții.

Datorită sensibilității limitate a schemei de măsură, nu se va putea constata îndeplinirea exactă a relațiilor de echilibru (3) și (4). Puntea se va considera echilibrată pentru orice valori ale mărimilor X și R_b în interiorul unor intervale simetrice față de părțile drepte ale relațiilor (3) respectiv (4), intervale ale căror mărimi le notăm cu $2\Delta X$ și $2\Delta R_b$.

Pentru orice valoare a reactanței X a brațului de măsură în interiorul intervalului $(-\Delta X, \Delta X)$, imaginea de pe ecranul tubului catodic va fi considerată, la echilibrul punții, o dreaptă orizontală, deși ea poate fi o elipsă. Sensibilitatea referitoare la rezonanța brațului de măsură este, la echilibrul punții

$$S_X = 2\sqrt{2} S_y \frac{dU_{cd}''}{dX} = 2\sqrt{2} S_y U_{ab} \frac{R_N}{(R_N + R_b)^2}, \quad (13)$$

unde S_y este sensibilitatea vîrf-vîrf pe verticală a indicatorului de nul cu tub catodic. Dacă Δh_X este dimensiunea minimă sesizabilă a axei verticale a elipsei de pe ecranul tubului catodic, atunci

$$\Delta X = \frac{\Delta h_X}{S_X} = \frac{\Delta h_X}{2\sqrt{2} S_y U_{ab}} \frac{(R_N + R_b)^2}{R_N}. \quad (14)$$

Eroarea relativă procentuală maximă ce poate fi introdusă în determinarea rezistenței R_b ca urmare a valorii finite a sensibilității S_X este

$$\varepsilon_X = \frac{100}{R_b} \left[\frac{R_1}{R_2} R_N - \frac{(R_1 - R_2) R_N + \sqrt{(R_1 + R_2)^2 R_N^2 - 4 R_2^2 (\Delta X)^2}}{2 R_2} \right]. \quad (15)$$

Introducînd notația

$$\frac{R_N}{R_b} = n, \quad (16)$$

se obține

$$\varepsilon_X = 50 (1 + n) \left[1 - \sqrt{1 - \frac{(\Delta h_X)^2}{2 S_y^2 I_b^2 R_b^2} \frac{1}{n^2}} \right]. \quad (17)$$

Pentru calculul pragului rezistiv ΔR_b de sensibilitate al metodei se determină la echilibru, sensibilitatea S_R referitoare la îndeplinirea relației (4).

$$S_R = 2\sqrt{2} S_y \frac{dU_{cd}'}{dR_b} = 2\sqrt{2} S_y U_{ab} \frac{R_N}{(R_N + R_b)^2}. \quad (18)$$

Notînd cu Δh_R diferența de nivel minimă sesizabilă între extremitățile drepte de pe ecran la echilibrul punții, rezultă

$$\Delta R_b = \frac{\Delta h_R}{S_R} = \frac{\Delta h_R}{2\sqrt{2} S_y U_{ab}} \frac{(R_N + R_b)^2}{R_N}. \quad (19)$$

Fig. 4.

Puntea se echilibrează inițial pentru valori nule ale rezistențelor R'_1 și R'_3 prin reglarea rezistențelor R_1 și R_3 , după ce s-a adus la rezonanță brațul de măsură. În continuare se urmărește aducerea în cuadratură a tensiunilor $\underline{U}_{ae}$ și $\underline{U}_{gh}$ care se aplică detectorului sensibil la fază. Pentru aceasta se micșorează valorile rezistențelor R_1 și R_3 , mărindu-se cu aceleași valori rezistențele R'_1 și R'_3 și menținind deci puntea în echilibru pînă la sesizarea de către detectorul de fază a cuadraturii tensiunilor $\underline{U}_{ae}$ și $\underline{U}_{gh}$. Din diagrama fazorială din fig. 4 și din relația

$$R_b + R_c = \frac{R_1 + R'_1}{R_2} R_N \quad (21)$$

se deduce că

$$R_b = \frac{R_1}{R_2} R_N; \quad (22)$$

$$R_c = \frac{R'_1}{R_2} R_N. \quad (23)$$

Din relația (23) se observă că metoda descrisă se poate utiliza și la măsurarea rezistențelor echivalente serie ale condensatoarelor.

Existența unui prag unghiular $\Delta\beta$ de sensibilitate al detectorului sensibil la fază poate introduce o eroare suplimentară în determinarea rezistenței R_b . Din diagrama fazorială din fig. 4 se deduce că eroarea relativă procentuală suplimentară maximă ce se poate introduce în determinarea rezistenței R_b este

$$\varepsilon_{Rs} = 100 \frac{\Delta R_{bs}}{R_b} = 100 \frac{\Delta\beta 2\pi f L_b}{R_b} = 100\Delta\beta Q, \quad (24)$$

unde Q este factorul de calitate al bobinei a cărei rezistență echivalentă serie în curent alternativ se măsoară. Pentru ca separarea rezistenței echivalente serie a condensatorului cu ajutorul detectorului sensibil la fază din schema din fig. 3 să fie posibilă în condițiile unei erori ε_{Rs} acceptabile este necesar ca pragul unghiular $\Delta\beta$ de sensibilitate al detectorului să fie de ordinul a câteva minute.

INSTALAȚIA DE MĂSURĂ

Autorii au măsurat rezistențele echivalente serie în curent alternativ ale unor bobine cu miez feromagnetic (alsifer) cu instalația din fig. 5. S-a folosit o punte dublă (PD) tip VEB-RFT realizată cu rezistențe bobinate bifilar și secționat ce poate fi utilizată în curent alternativ pînă la frecvențe de ordinul kHz-lor. Puntea s-a alimentat de la un generator de semnal (GS) tip TESLA TM 512-G prin intermediul unui amplificator de putere (AP) Siemens de 20 W cu impedanța de ieșire de 200 Ω , pentru adaptarea la impedanța mică a punții folosindu-se un transformator (T). Ca indicator de nul (IN) s-a utilizat indicatorul cu tub catodic TESLA TM 622-D care lucrează în mod obișnuit cu generatorul TESLA TM 512-G. Conexiunile între elemente s-au realizat cu conductoare ecranate.

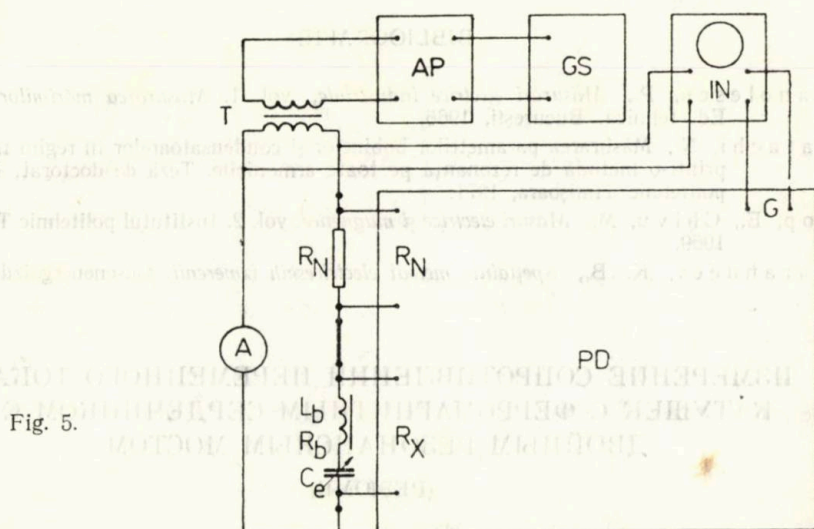


Fig. 5.

Îndeplinirea relațiilor de echilibru (3), (4) ale punții a fost urmărită la indicatorul de nul cu tub catodic. Aducerea la rezonanță a circuitului oscilant serie din brațul de măsură s-a făcut urmărind inițial maximum deviației ampermetrului (A) și apoi pentru acordul precis al rezonanței s-a urmărit însăși indicația indicatorului de nul în modul arătat mai sus.

Curentul de excitație dorit al bobinei cu miez feromagnetic s-a realizat prin reglarea amplificării amplificatorului de putere, el fiind practic indicat de ampermetrul (A).

Măsurătorile au fost efectuate pentru curenți de excitație între 0,1 ... 0,7 A cu frecvențe între 100 ... 1 000 Hz. Rezultatele măsurătorilor au corespuns cu calculele teoretice. Autorii au măsurat pentru verificare și rezistențele echivalente serie ale unor bobine etalon fără miez, valorile măsurate corespunzând cu datele inițial cunoscute ale acestor bobine.

CONCLUZII

Metoda propusă permite măsurarea cu precizie a rezistențelor echivalente serie în curent alternativ ale bobinelor cu miez feromagnetic la valori și frecvențe dorite ale curenților de excitație, lucru dificil de realizat cu metodele de măsură cunoscute. Metoda se poate folosi și la măsurarea rezistențelor echivalente serie ale condensatoarelor în condiții impuse.

Metoda mai are avantajul că necesită aparatură uzuală putând fi foarte ușor folosită prin conexiunea aparatelor descrise.

Autorii mulțumesc pe această cale prof. dr. ing. Pop Eugen pentru îndrumările și sugestiile valoroase primite în legătură cu această lucrare.

Primit la redacție la data de 6. XII. 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Manolescu, P., *Măsurări electrice industriale*, vol. 1. *Măsurarea mărimilor electrice*. Ed. tehnică, Bucureşti, 1966.
2. Patachi, N., *Măsurarea parametrilor bobinelor şi condensatoarelor în regim nearmonic printr-o metodă de rezonanţă pe toate armonicile*. Teză de doctorat, Institutul politehnic Timişoara, 1971.
3. Pop, E., Chivu, M., *Măsurări electrice şi magnetice*, vol. 2. Institutul politehnic Timişoara 1969.
4. Karandeev, K. B., *Speşialnie metodî elektriceskih izmerenii*. Gosenergoizdat, 1963.

ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
КАТУШЕК С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ С
ДВОЙНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ МОСТОМ

(РЕЗЮМЕ)

В данной работе авторы предлагают новый метод измерения сопротивлений переменного тока катушек с ферромагнитным сердечником, при желаемых значениях и частотах токов намагничивания. Катушка, сопротивление переменного тока которой предназначено измерению, соединяется последовательно с конденсатором в измерительном плече двойного моста питаемого переменным током; после приведения в резонанс колебательного последовательного контура, созданного в измерительном плече, мост уравнивается подобно постоянному току.

Предложенный метод представляет преимущество высокой точности и может легко применяться при помощи обычной аппаратуры.

MESSUNG DES WIDERSTANDES VON SPULEN MIT
FERROMAGNETISCHEN KERNEN MIT EINER MIT WECHSELSTROM
GESPEISTER REZONANZDOPPELMESSBRÜCKE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit schlagen die Verfasser eine neue Methode zur Ermittlung des Widerstandes von Spulen mit ferromagnetischen Kernen — für beliebige Beträge und Frequenzen des Magnetisierungsstromes — vor. Die Spule, deren Widerstand gemessen wird, wird in Reihe mit einem Kondensator in den Messkreis einer mit Wechselstrom gespeisten Doppelmessbrücke geschaltet; nach der Erfüllung der Resonanzbedingung in der Messkreis entstandenen Schwingkreis folgt — genau wie im Gleichstrom — die Abgleichung der Brücke.

Die vorgeschlagene Methode weist eine hohe Genauigkeit auf und kann mit handelsüblichen Messbrücken verwirklicht werden.

INSTALAȚIE DE ÎNREGISTRARE A VARIAȚIILOR UNUI CURENT CU POSIBILITĂȚI DE REGLARE A SENSIBILITĂȚII ȘI DE DEPLASARE A LIMITELOR VARIAȚIILOR ÎNREGISTRATE

DE

V. STOICĂ, M. CHIVU

În multe procese de producție este util a se urmări variațiile mărimilor electrice caracteristice motorului de acționare a instalațiilor, spre exemplu curentul, din aceste variații putându-se extrage informații privind procesul tehnologic.

Realizarea procesului tehnologic urmărit conduce la variații între anumite limite ale curentului absorbit de motorul de acționare. De obicei aceste limite sînt mai restrînse decît domeniul în care poate varia curentul.

Pentru a optimiza urmărirea variațiilor acestuia se dorește nu înregistrarea valorii absolute a curentului ci abaterea lui de la o valoare în jurul căreia se presupune că vor avea loc variații. În acest mod se poate mări sensibilitatea observațiilor și implicit cercetarea mai fină a modului de desfășurare a procesului tehnologic. Este deci necesar a se înregistra diferența:

$$\Delta I = I - I_0 \quad (1)$$

în care ΔI este abaterea curentului ce se înregistrează, I este curentul prin motor, iar I_0 este un curent de referință constant.

Pentru cercetarea unor procese este necesar ca atît I_0 cît și valoarea maximă a abaterii ΔI să poată fi reglate, în acest fel realizîndu-se atît o schimbare a sensibilității înregistrării cît și o deplasare a limitelor între care se înregistrează variația curentului.

Instalațiile de înregistrare construite de industria electrotehnică constau din dispozitive care înregistrează curenți sau tensiuni cu valori cuprinse între două limite, cea inferioară fiind de obicei zero, iar cea superioară fiind proprie fiecărui tip de înregistrare.

Un asemenea dispozitiv poate fi utilizat pentru a se înregistra variațiile unui curent conform relației (1) dacă se utilizează un element de referință și un element de scădere.

Aparatul tehnic de automatizare existent în fabricație conține părțile componente din care se poate combina o schemă capabilă să realizeze înregistrarea variațiilor curentului. Fiecare componentă în parte dispune de elementele de reglare necesare astfel încît întreaga schemă să permită mo-

ificarea sensibilității și deplasarea limitelor înregistrării. Precizia înregistrării cu o asemenea schemă nu va fi mai bună de $\pm 4\%$ deoarece trebuie combinate cel puțin patru dispozitive independente, fiecare având clasa de precizie 1. O asemenea eroare este acceptată în instalațiile industriale de automatizare dar devine supărătoare atunci când scopul urmărit este măsurarea curentului și a variațiilor sale.

Instalația descrisă în continuare realizează înregistrarea variațiilor curentului cu o precizie de 2% respectiv $1,5\%$ dacă nu se utilizează respectiv se utilizează curbe de corecție, eroarea fiind determinată în primul rând de performanțele dispozitivului de înregistrare care are clasa de precizie 1. Reducerea erorilor de măsurare s-a obținut prin reglarea în trepte a sensibilității și a domeniului variațiilor înregistrate și prin utilizarea unor rezistențe bobinate de precizie mare. Schema realizată este constructiv mai simplă decât schema care s-ar obține din combinarea unor elemente de automatizare și are precizie mai bună. În figura 1 este prezentată schema bloc a instalației care conține:

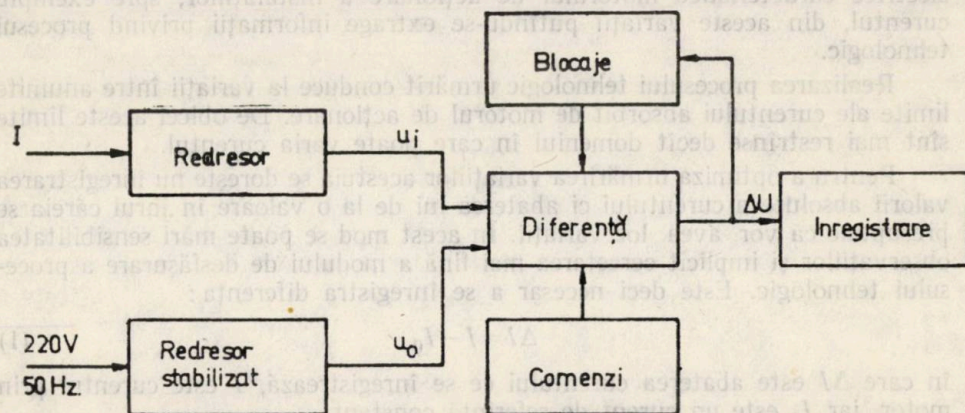


Fig. 1.

— Un redresor acționat la intrare de curentul I ale cărei variații urmează a se înregistra. La ieșirea acestui redresor se obține o tensiune U_i conform relației:

$$U_i = k_1 I \quad (2)$$

în care k_1 este o constantă;

— Un redresor alimentat de la rețeaua de 220 V și 50 Hz care furnizează o tensiune de referință constantă stabilizată U_0 .

O rețea rezistivă care realizează diferența

$$\Delta U = \alpha(U_i - \beta U_0); \quad (3)$$

— Un sistem de comandă prin care se reglează în trepte valorile coeficienților α și β ;

— Un înregistrator care va înregistra tensiunea ΔU ;

— Un sistem de blocare care limitează valoarea tensiunii ΔU la $+1,3$ respectiv la $-0,3$ din valoarea maximă acceptată de înregistrator.

Din relațiile (2) și (3) se obține :

$$\Delta U = \alpha k_1 I - \alpha \beta U_0. \quad (4)$$

Deoarece numărul a de diviziuni înregistrate este proporțional cu ΔU :

$$\Delta U = k_2 a \quad (5)$$

rezultă :

$$a = \frac{\alpha k_1}{k_2} I - \frac{\alpha \beta U_0}{k_2} \quad (6)$$

adică o relație asemănătoare cu (1).

Sensibilitatea înregistrării

$$\frac{da}{dI} = \frac{\alpha k_1}{k_2} \quad (7)$$

este prescrisă prin alegerea coeficientului α .

Introducând $a=0$ respectiv $a=a_{max}$ în relația (6) se obține I_{max} respectiv I_{min} , ca limite ale variației curentului I ce se pot înregistra :

$$I_{min} = \frac{\beta U_0}{k_1} \quad I_{max} = \frac{k_2 a_{max} + \alpha \beta U_0}{\alpha k_1} \quad (8)$$

Diferența $\Delta I_{max} = I_{max} - I_{min}$ reprezentînd domeniul variațiilor curentului ce se înregistrează, cum era de așteptat, este invers proporțională cu sensibilitatea

$$I_{max} - I_{min} = \frac{k_2}{\alpha k_1} a_{max} \quad (9)$$

fiind prescrisă deci prin alegerea coeficientului α .

În schema realizată constantele au valorile : $k_1 = 0,4$ ohm ; $U_0 = 2V$; $a_{max} = 10$ diviziuni ; $k_2 = 0,04$ V/div.

Prin schema de comandă se pot alege pentru α și β una din valorile :

$$\alpha - 1/5 ; 1/3 ; 1/2 ; 1$$

$$\beta - 0 ; 0,2 ; 0,4 ; 0,6$$

astfel încît I_{max} , I_{min} , ΔI_{max} , iau valorile cuprinse în tabelul T_1 .

Tabelul T_1

α	K [A/div]	β	I_0 [A]	$\frac{da}{dI}$ [div/A]	$I_{\min}$ [A]	$I_{\max}$ [A]	ΔI [A]
$\frac{1}{5}$	0,5	0 0,2 0,4 0,6	0 1 2 3	2	0 1 2 3	5 6 7 8	5
$\frac{1}{3}$	0,3	0 0,2 0,4 0,6	0 1 2 3	33,3	0 1 2 3	3 4 5 6	3
$\frac{1}{2}$	0,2	0 0,2 0,4 0,6	0 1 2 3	5	0 1 2 3	2 3 4 5	2
1	0,1	0 0,2 0,4 0,6	0 1 2 3	10	0 1 2 3	1 2 3 4	1

Din tabel se vede că limita inferioară $I_{\min}$ a variațiilor curentului înregistrat poate fi 0, 1, 2, sau 3A, întreaga scară a instrumentului înregistrator fiind explorată de variații ale curentului de 1, 2, 3, sau 5A, cu sensibilități de înregistrare de 2; 3,33; 5 sau 10 div/A.

În figura 2 este prezentată schema dispozitivului de înregistrare realizat. Butoanele notate prin I_0 permit alegerea coeficientului β deci a curentului $I_{\min}$, iar cele notate prin K alegerea coeficientului α , deci a sensibilității și a gamei variațiilor înregistrate. Notățiile contactelor I_0 din schemă corespund raportului $\beta U_0/k_1$ iar ale contactelor K raportului $k_2/\alpha k_1$.

Considerînd relația (6), se poate calcula curentul ale cărui variații au fost înregistrate cu relația :

$$I = \frac{k_2 a + \alpha \beta U_0}{\alpha k_1} = K a + I_0 \quad (10)$$

Tensiunea de referință U_0 se menține constantă la orice alegere a coeficientului α prin menținerea constantă a sarcinii tranzistorului T_1 . Tranzistoarele T_3-T_4 realizează limitarea tensiunii ΔU la $-0,3$ respectiv $+1,3$ din valoarea admisă de înregistrator. Limitarea inferioară este necesară deoarece așa cum rezultă din relația (6), deviația a ar fi negativă dacă I are valoarea mică, spre exemplu la mersul în gol al motorului și dacă pentru β s-a prevăzut o valoare mare cu scopul de a se înregistra variațiile curentului la încercări mari ale motorului. Limitarea superioară este necesară deoarece la pornirea motorului, cînd curentul I ia valori de 6–10 ori valoarea nominală, deviația a ar putea depăși cu mult valoarea maximă.

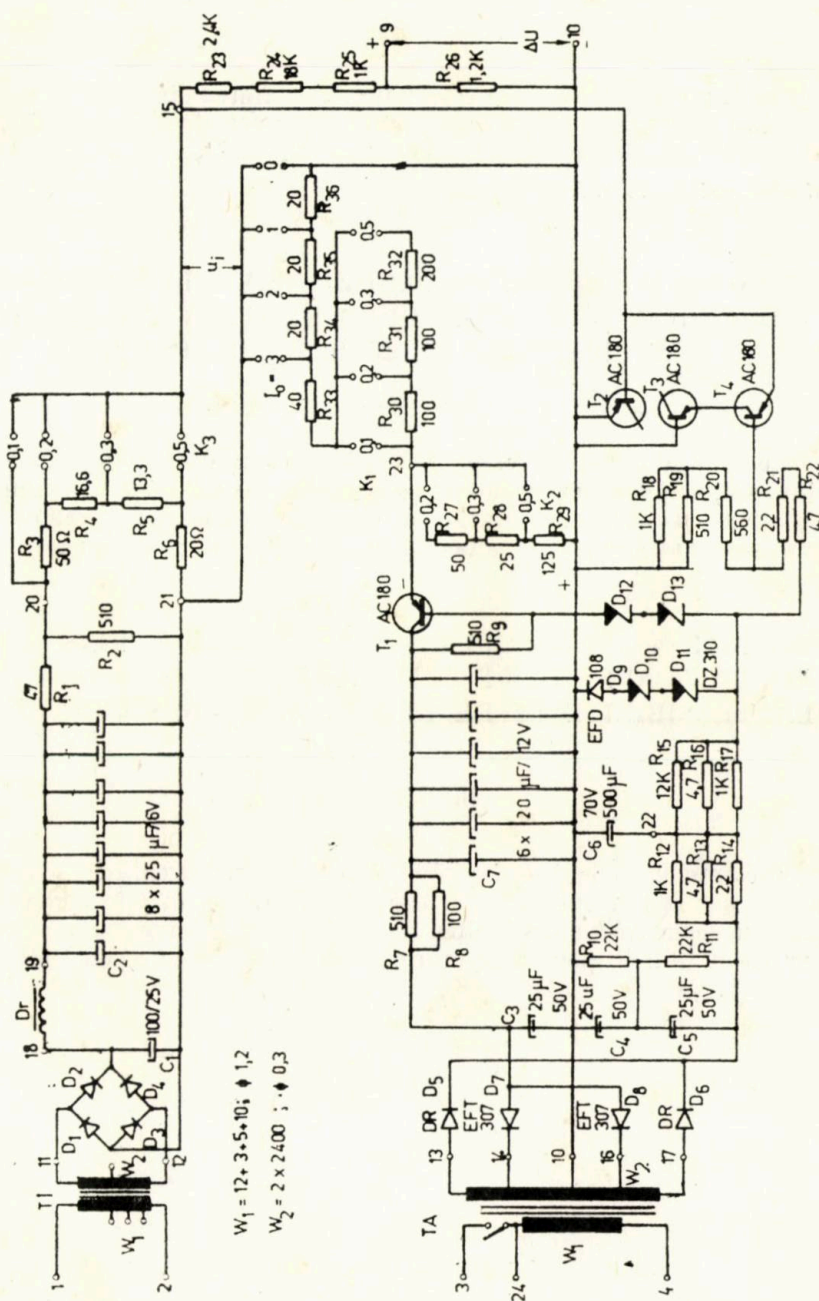


Fig. 2.

CONCLUZII

Instalația prezentată în lucrare permite înregistrarea diferenței $\Delta I = I - I_0$, cu posibilități de reglare în trepte a curentului de referință I_0 și a sensibilității de înregistrare, eroarea de înregistrare nedepășind $\pm 2\%$.

Primit la redacție la 8. I. 1974.

УСТАНОВКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ КОЛЕБАНИЯ ТОКА С
ВОЗМОЖНОСТЬЮ РЕГУЛИРОВКИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ
И СМЕЩЕНИЯ ПРЕДЕЛОВ РЕГИСТРАЦИИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена установка для регистрации тока характеризованная тем, что чувствительность регистрации может быть регулируема одновременно со смещением пределов регистрации шкала установки будучи использована для регистрации разности $I - I_0$ для разных значений I_0 .

INSTALLATION D'ENREGISTREMENT DE VARIATIONS D'UN
COURANT AVEC DES POSSIBILITÉS DE RÉGLAGE DE
LA SENSIBILITÉ ET DE DEPLACEMENT DES LIMITES
D'ENREGISTREMENT

(RÉSUMÉ)

On présente dans le travail, l'installation d'enregistrement du courant, caractérisée par le fait que la sensibilité d'enregistrer peut être réglée simultanément au déplacement des limites d'enregistrement, toute l'échelle de l'inscripteur étant utilisée pour enregistrer la différence $I - I_0$, pour différentes valeurs de I_0 .

PROCEDEU DE IDENTIFICARE A PROCESELOR APERIODICE

DE

T. DRAGOMIR, S. PREITL

1. CONSIDERAȚII PRIVIND IDENTIFICAREA PROCESELOR APERIODICE CU MODELE DE ORDINUL II

Datorită avantajelor care le caracterizează [1, p. 29], procedeele de identificare cu semnale de probă deterministe sînt și în prezent actuale și larg utilizate în practică. Din experiența studierii dinamicii proceselor industriale s-a constatat că în calculele de automatică, acestea pot fi adesea reprezentate prin modele de ordinul II de forma :

$$a_2 \ddot{e}(t) + a_1 \dot{e}(t) + e(t) = K \cdot i(t) \quad (1)$$

respectiv

$$Y(s) = \frac{K}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \cdot \quad (2)$$

Aproximarea cu modele de ordinul II [2], față de cea cu modele de ordinul I conduce la o precizie mai bună, iar față de cea cu modele de ordinul III și superior acestuia prezintă avantajul unor calcule mult mai simple. Utilizarea modelelor de ordinul II se justifică pe de altă parte și prin rezultatele aco-peritoare privind garantarea stabilității [3].

Semnalul de probă determinist considerat în procedeele prezentate în literatură este aproape în exclusivitate semnalul treaptă. Ca metode de abordare a problemei de identificare prezentate se disting:

a) metode ce presupun apelarea la diagrame și nomograme, în general diferite de la autor la autor, cu [3], [1, p. 75], [4, p. 8] sau fără [5] utilizarea ulterioară a unor relații de calcul;

b) metode grafo-analitice, care se bazează pe succesiuni de construcții grafice derivate din răspunsul inițial [1, p. 65]; [6].

Avînd în vedere timpul mort efectiv T_{me} pe care-l prezintă numeroase procese, metodele indicate țin cont de acesta prin modificarea relațiilor (1) și (2) în forma [1, p. 54, 72], [5] :

$$a_2 \ddot{e}(t) + a_1 \dot{e}(t) + e(t) = K \cdot i(t - T_{me}) \quad (1')$$

respectiv

$$Y(s) = \frac{K \cdot \exp(-T_{me} \cdot s)}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \cdot \quad (2')$$

Adeseori pentru o mai bună aproximare a răspunsului indicial este necesară introducerea, suplimentară, a unui timp mort de calcul T_{mc} , față de cel efectiv [1, p. 73], [7, p. 182], [3], [5]; ca urmare în relațiile (1') și (2') se înlocuiește T_{me} prin timpul mort global $T_m = T_{me} + T_{mc}$.

Procedeele cunoscute prezintă unele dezavantaje. Astfel metodele de tipul a) necesită uneori, pe lângă accesul la diagrame și nomograme, calculul mai multor variante cu relații relativ complexe, în vederea obținerii unei aproximări suficient de avantajoase; metodele de tipul b), cu tot volumul relativ mare de calcul, nu conduc întotdeauna la precizii suficient de bune [1, p. 70].

Lucrarea de față își propune prezentarea unui procedeu grafo-analitic simplu, suficient de precis și ușor de aplicat în practica inginerescă, de aproximare a răspunsului indicial printr-un model de ordinul II. În finalul lucrării aplicarea procedurii se ilustrează printr-un exemplu.

2. PREZENTAREA PROCEDEULUI

Determinarea modelului de ordinul II care să aproximeze răspunsul indicial constă în calcularea valorilor coeficienților ecuației (1) sau (1') pe baza răspunsului indicial experimental. În cele ce urmează se expune un nou procedeu de identificare pentru modelul definit de ecuația (1); extrapolarea acestuia corespunzătoare ecuației (1') este prezentată în paragraful următor al lucrării.

Avînd în vedere că din regimul staționar al răspunsului indicial rezultă:

$$K = e(\infty), \quad (3)$$

prin împărțirea valorilor răspunsului indicial $e(t)$ cu K se obține funcția indicială normată $h(t) = e(t)/K$ căreia îi corespunde modelul matematic de aproximare de ord. II;

$$a_2 \ddot{h}(t) + a_1 \dot{h}(t) + h(t) = 1(t) \quad (4)$$

unde $1(t)$ reprezintă treapta unitară aplicată la intrare.

Integrarea ecuației (4) pe intervalul de la t_a ($t_a > 0$) la t_β ($t_\beta > t_a$) conduce la;

$$a_2 [\dot{h}(t_\beta) - \dot{h}(t_a)] + a_1 [h(t_\beta) - h(t_a)] + \int_{t_a}^{t_\beta} h(t) \cdot dt = t_\beta - t_a. \quad (5)$$

Scriind ecuația (5) pentru două intervale succesive de timp (t_1, t_2) și (t_2, t_3) și interpretînd grafo-analitic expresiile dependente de timp (fig. 1) coeficienții a_1 și a_2 rezultă ca soluții ale sistemului liniar:

$$\begin{aligned} (\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1) \cdot a_2 + [h(t_2) - h(t_1)] \cdot a_1 &= (t_2 - t_1) - A_{12} \\ (\operatorname{tg} \alpha_3 - \operatorname{tg} \alpha_2) \cdot a_2 + [h(t_3) - h(t_2)] \cdot a_1 &= (t_3 - t_2) - A_{23}. \end{aligned} \quad (6)$$

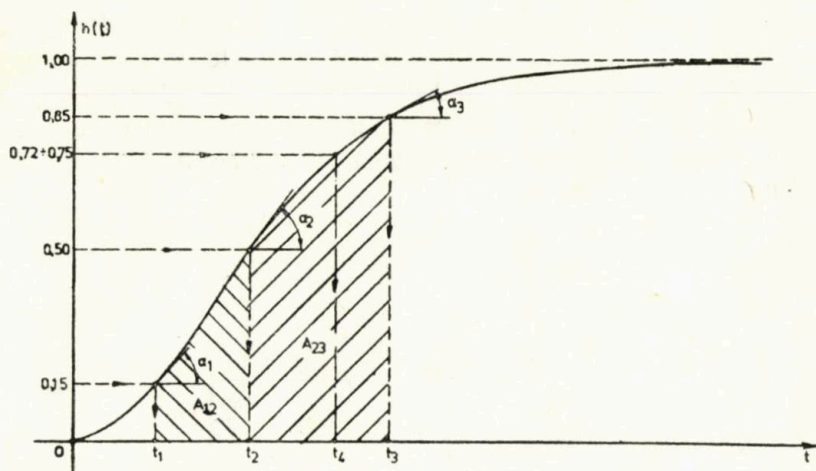


Fig. 1.

Referitor la sistemul de ecuații (6) se recomandă ca momentele t_1 , t_2 , t_3 să se aleagă astfel încît :

$$h(t_1)=0,15; \quad h(t_2)=0,50; \quad h(t_3)=0,85 \quad (7)$$

Ariile A_{12} , A_{23} se calculează prin planimetrare, iar unghiurile α_1 , α_2 , α_3 se determină grafic prin trasarea tangentelor la răspunsul indicial normat la momentele t_1 , t_2 , t_3 . Pentru ca erorile să fie cît mai reduse, operațiile de planimetrare și trasare se vor executa cît mai corect.

Modelul astfel determinat se verifică prin compararea răspunsului calculat $h_c(t)$, soluție a ecuației (4) :

$$h_c(t) = 1 - C \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) - (1 - C) \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right), \quad (8)$$

cu răspunsul indicial experimental $h(t)$. În relația (7),:

$$T_{1,2} = \frac{1}{2} \left(a_1 \mp \sqrt{a_1^2 - 4a_2} \right); \quad T_1 < T_2 \quad (9)$$

iar constanta de integrare C se determină din condiția ca la un moment oarecare t_4 , $h_c(t_4) = h(t_4)$, cu relația :

$$C = \left[h(t_4) - 1 + \exp\left(-\frac{t_4}{T_2}\right) \right] / \left[\exp\left(-\frac{t_4}{T_2}\right) - \exp\left(-\frac{t_4}{T_1}\right) \right] \quad (10)$$

Se recomandă alegerea momentului t_4 astfel încît $h(t_4) = 0,72 \div 0,75$.

În cazul în care în urma comparației se consideră necesară îmbunătățirea aproximării obținute se poate recurge la ajustarea coeficienților a_1 și a_2 prin corectarea constantelor de timp T_1 și T_2 . În acest scop se consideră două situații

caracteristice, prezentate în fig. 2, pentru care, în funcție de valoarea constantei de integrare C se indică modificările recomandate pentru constantele de timp T_1 și T_2 , cu cantitățile ΔT_1 și ΔT_2 , la valorile T'_1 și T'_2 . Estimarea acestor variații se face cu ajutorul segmentelor τ_1 și τ_2 (valori absolute) determinate de răspunsul experimental și calculat pe două paralele cu abscisa duse la distanțele $h_c(T_1)$, respectiv $h_c(T_2)$.

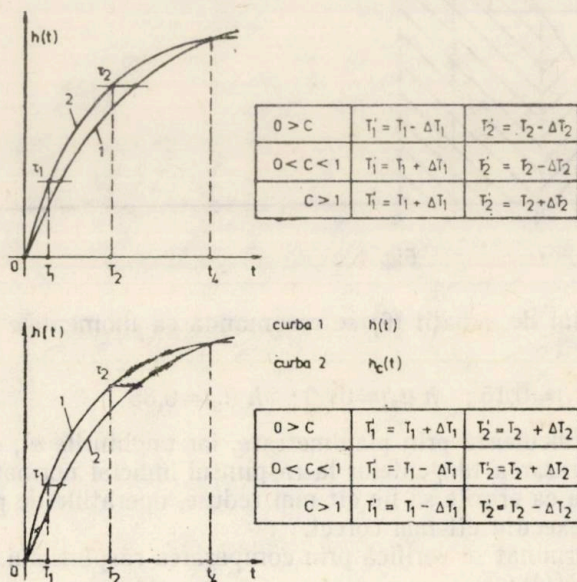


Fig. 2.

Pentru situații curente se recomandă $\Delta T_1 = \Delta T_2 = (\tau_1 + \tau_2) / 2$. Dacă $T_1 \ll T_2$ și se dorește îmbunătățirea răspunsului calculat în zona constantei de timp T_1 se recomandă $\Delta T_1 = \tau_1$ și $\Delta T_2 = 0$, iar dacă se dorește îmbunătățirea răspunsului calculat în zona constantei de timp T_2 , se recomandă $\Delta T_1 = 0$ și $\Delta T_2 = \tau_2$.

Cu T'_1 și T'_2 rezultați, se calculează în final $a_1 = T'_1 + T'_2$ și $a_2 = T'_1 - T'_2$.

3. EXTINDEREA PROCEDEULUI PENTRU ECUAȚIA DE FORMA (1')

Pentru cazurile în care răspunsul indicial se prezintă ca în figura 3, aproximarea acestuia se face printr-un model de forma (1'). Determinarea parametrilor K , a_1 și a_2 se face la fel ca și pentru modelul (1), iar determinarea timpului mort T_m cu una din metodele indicate în literatură.

Datorită simplității deosebite se recomandă metoda lui Cox [5] de determinare grafică a timpului mort T_m . Pentru întregirea procedurii prezentat, se indică în fig. 3 determinarea timpului mort conform acestei metode. Astfel trasind tangenta în punctul de inflexiune a răspunsului indicial normal, se determină pe abscisă momentul t'_0 ; paralela la tangenta dusă prin punctul de coordonate $[t'_0; 2,178 \cdot h(t'_0)]$ taie abscisa la momentul t_0 cu care se determină timpul mort global T_m , constituit din timpul mort efectiv și timpul mort de calcul.

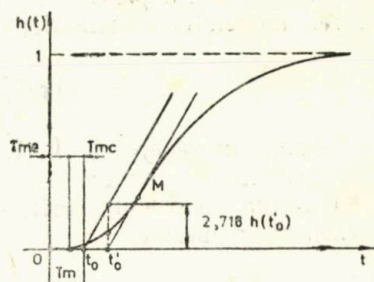


Fig. 3.

4. EXEMPLU DE APLICARE A PROCEDEULUI

În continuare se ilustrează aplicarea procedurii pe un exemplu prezentat și rezolvat în [1, p. 82] prin mai multe alte procedee. Se consideră astfel răspunsul indicial normal:

t_i [s]	0	60	120	180	240	300	360	420	480	540
$h(t)$	0	0,08	0,25	0,42	0,58	0,70	0,78	0,84	0,88	0,92
t_i [s]	600	660	720	780	840	900	960	1020	1080	1200
$h(t)$	0,94	0,96	0,97	0,98	0,986	0,99	0,994	0,996	0,998	1,00

Reprezentind grafic dependența tabelată (la scările $S_t = 6 \text{ s} \cdot \text{mm}^{-1}$; $S_h = 0,01 \text{ mm}^{-1}$) se determină potrivit condițiilor (7), momentele: $t_1 = 87 \text{ s}$, $t_2 = 213 \text{ s}$, $t_3 = 438 \text{ s}$. Corespunzător acestor momente rezultă: $\text{tg } \alpha_1 = 25,65 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1}$, $\text{tg } \alpha_2 = 23,24 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1}$, $\text{tg } \alpha_3 = 7,26 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1}$, respectiv $A_{12} = 43,45 \text{ s}$, $A_{2\infty} = 161,46 \text{ s}$. Înlocuind aceste date în sistemul (6) se obține:

$$a_2 = 14\,000 \text{ s}^2; \quad a_1 = 246 \text{ s}.$$

Din (9) rezultă $T_1 = 99,5 \text{ s}$, $T_2 = 146,5 \text{ s}$.

În vederea verificării rezultatului obținut și a unei eventuale îmbunătățiri a constantelor de timp calculate, alegînd $h(t_4) = 0,75$, pentru care rezultă $t_4 = 334 \text{ s}$, din (10) și (8) rezultă în final soluția calculată:

$$h_c(t) = 1 + 2,17 \exp\left(-\frac{t}{99,5}\right) - 3,17 \exp\left(-\frac{t}{146,5}\right).$$

Soluția obținută se consideră că aproximează suficient de bine răspunsul indicial $h(t)$, deoarece erorile rezultate:

t [s]	87	164	600
$h(t) - h_c(t)$	0,003	0,001	0,003

sînt foarte mici.

În consecință pentru exemplul considerat nu mai este necesară îmbunătățirea modelului matematic, care rezultă, astfel, sub forma:

$$14\,000 \ddot{h}(t) + 246 \dot{h}(t) + h(t) = i(t).$$

Avînd în vedere că în [1, p. 66, 78, 82] rezultatele obținute aproximează răspunsul indicial cu erori mai mari: $|h(t) - h_c(t)| = 0,02 \div 0,06$, în condițiile unui volum de calcul sporit, se apreciază buna aplicabilitate a procedurii prezentat în lucrare.

5. CONCLUZII

1. Procedul de identificare prezentat se caracterizează prin simplitate în comparație cu alte procedee de identificare și prin eficacitate în cazul proceselor de ordin relativ scăzut ($n=2 \div 4$).

2. Procedul se poate aplica și proceselor de ordin superior prin considerarea metodelor de calcul a timpului mort.

3. Procedul prevede în plus față de alte procedee și posibilitatea corectării constantelor de timp obținute în mod simplu, fără a fi necesare recalcularea coeficienților sistemului de ecuații (6); aceasta compensează parțial erorile inerente operațiilor grafice.

4. Din alte exemple considerate, la fel ca și din cel prezentat s-a constatat că procedul propus, în afara simplității, prezintă și avantajul unor erori de aproximare mai mici.

Primită la redacție la data de 19. I. 1974

BIBLIOGRAFIE

1. Penescu, C., Ionescu, G., Tertișco, M., Creangă, E., *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*, România, București, Editura Tehnică, 1971.
2. Kindler, H., Probleme der Kennwertermittlung in der Regelungstechnik, MSR, R. D. Germană, 1964, an 7, nr. 5, pp. 181—187.
3. Strejc, V., Approximation aperiodischer Übergangscharakteristiken, Zmsr, R. D. Germană, 1960, an 3, nr. 3, pp. 115—124.
4. Peciorina, I. N., *Rascet sistem avtomaticheskovo upravlenia*, Moskva, URSS, G. N. T. izd., 1962.
5. Csaki, F., Kis, P., A folyamat identifikáció egy mérnöki módszere, Mérés és Automatika, R. P. Ungară, 1968, vol. XVI, nr. 12, pp. 473—478.
6. Simoiu, M. P., Opredelenie peredatocnih funktsii po vremennih harakteristikam linearnykh sistem, Priborostroenie, URSS, nr. 3, 1958.
7. Budișan, N., *Automatizări și telecomenzi*, București, E. D. P. 1968.

МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ АПЕРИОДИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

(РЕЗЮМЕ)

В работе анализируются самые распространённые методы идентификации аperiodических процессов путём линейных моделей II-го порядка и предлагается новый метод такого рода, представляющий следующие преимущества : простота, малое число расчетов, возможность конвекции и достаточную точность в инженерской практике. Применение метода иллюстрируется примером.

AN IDENTIFICATION METHOD FOR APERIODIC PROCESSES

(SUMMARY)

There are analyzed the most known identification methods of aperiodic processes by linear second degree models and is proposed a new method. This method has the following advantages: simplicity, few calculations, rectifying possibility, and a good precision for engineering purposes. To illustrate the method, it is given an example.

REPORT ON THE INVESTIGATION OF THE

PROBLEM OF THE

PROBLEM OF THE

The purpose of this investigation was to determine the effect of the various factors mentioned above on the performance of the engine. The results of the investigation are given in the following tables.

AN INVESTIGATION OF THE PROBLEM OF THE

PROBLEM OF THE

There are many factors which affect the performance of an engine. The most important of these are the temperature, the pressure, the humidity, and the composition of the air. The results of the investigation are given in the following tables.

EXPLICAȚIA POSIBILITĂȚII DE REALIZARE A ADUNĂRII ȘI SCĂDERII ÎN CALCULATORUL ELECTRONIC CIFRIC

DE

PL, ANDRONESCU

*Ca o contribuție la întocmirea arhivei
pentru principiile și legile naturii [2].*

1. INTRODUCERE

În general cînd se urmăresc instrucțiunile la efectuarea unui calcul cu ajutorul unui calculator, se pune de obicei accentul numai pe însușirea *metodei de utilizare a calculatorului* ; se dă o mai mică atenție cunoașterii modului cum s-a reușit să se realizeze un astfel de calcul cu calculatorul.

Să luăm ca exemplu *rigla de calcul* atît de cunoscută azi de către tehnicieni.

Se știe că la înmulțirea a două numere cu rigla de calcul, se adună în realitate logaritmi ai acelor numere, care figurează atît pe riglă cît și pe cursor.

Spre exemplu, la înmulțirea numerelor $3 \times 3 = 9$ apare :

$$\log 3 + \log 3 = 0,477 + 0,477 = 0,954 = \log 9$$

Ca urmare, prin deplasarea cursorului spre dreapta, se adună cei doi logaritmi, obținîndu-se pe riglă direct produsul celor două numere, exprimat prin cifra 9.

La înmulțirea însă a numerelor $9 \times 3 = 27$ se constată că de data aceasta e necesar ca cursorul să se deplaseze spre stînga, obținîndu-se pe riglă cifrele 2 ; 7.

Se atrage atenția că la deplasarea cursorului spre dreapta, numărul de cifre al produsului căutat, devine egal cu numărul cifrelor celor două numere care se înmulțesc, din care se scade o unitate.

Cînd cursorul se deplasează spre stînga, atunci numărul cifrelor celor două numere întregi devine egal cu numărul cifrelor produsului obținut.

E interesant de remarcat că oricine folosește rigla de calcul, nu se întreabă cum se realizează înmulțirea celor două numere, *prin deplasarea cursorului spre stînga*, cînd știut este că cei doi logaritmi, ca numere pozitive, nu se pot aduna decît numai prin deplasarea cursorului spre dreapta.

Realitatea este că atunci cînd e necesar ca cursorul să fie deplasat spre stînga, se realizează cu rigla de calcul următoarea operație :

$$\frac{9 \times 3}{10} = \frac{27}{10} = 2,7$$

de unde se obține

$$\log 9 + \log 3 - \log 10 = 0,954 + 0,477 - 1 = 0,954 - 0,523 = 0,432$$

Prin apariția numărului negativ $-0,523$ se justifică deplasarea cursorului spre stînga.

Din

$$0,954 + 0,477 - 1 = 1,432 - 1 = 0,432$$

se mai constată că mantisa $\log 27$ e egală cu mantisa $\log 2,7$.

Din cele prezentate se constată că condiția necesară și suficientă pentru a se putea folosi o riglă de calcul, de o lungime convenabilă, se datorește numai faptului că baza sistemului de numerație folosit e aceeași ca baza logaritmului, în exemplul luat numărul 10.

Se constată ușor că la o riglă de calcul cu scara logaritmică corespunzătoare *logaritmului natural*, la mișcarea cursorului spre stînga ar apare operația

$$\frac{9 \times 3}{e}$$

care ne arată că cifrele produsului 9×3 diferă de cifrele numărului $\frac{9 \times 3}{e}$. Deci

o astfel de riglă nu poate fi folosită.

În realitate se știe că se poate folosi riglă de calcul, fără să se cunoască te-meinic și cauza care face ca o astfel de riglă să fie utilizabilă.

E deci posibil să întâlnim ceva asemănător și la utilizarea *calculatorului electronic cifric*, care se prezintă mult mai complicat în construcția lui, față de riglă de calcul.

2. ADUNAREA A DOUĂ NUMERE BINARE SUBUNITARE CU CALCULATORUL ELECTRONIC CIFRIC

Să luăm ca exemplu suma :

$$\begin{array}{r} 11 \\ 0,0110 \\ 0,0111 \\ \hline 0,1101 \end{array} \quad (1)$$

Din exemplul de adunare din (1) se constată că prin *operația adunării* se formează concomitent și cifra de transport 1 și sumă pr fiecare coloană egală cu 1.

Calculatorul electronic cifric nu poate să deosebească cifra de transport de suma cifrelor pe fiecare coloană la adunarea a două numere binare.

Numai datorită folosirii *funcției booleene* de tip P se constată că există o asemănare între apariția cifrei de transport egală cu 1 și funcția booleană de tip P egală cu 1, în cadrul unei asamblări cu cîte o negație.

În mod analog există o asemănare între funcția booleeană de tip P egală cu 1 și suma celor trei cifre de pe fiecare coloană egală cu 1, la o asamblare cu cîte două negații.

Dat fiindcă ambele metode de determinare a funcției booleene de tip P, pentru cele două feluri de asamblări sînt identice, rezultă că s-a găsit posibilitatea ca prin calculatorul electronic cifric să se poată determina cifra de transport separat de suma celor trei cifre de pe coloană.

În cele ce urmează se reprezintă numai cîteva din noțiunile fundamentale din algebra booleeană¹.

Din fig. 1 se vede pe suprafața unui patrat egală cu unitatea, prezența a trei cercuri a_n, b_n, t_{n-1} , prin suprafețele cărora se modelează elementele algebrei booleene a_n, b_n, t_{n-1} , cu valori subunitare. Concomitent cu suprafața cercului a_n apare și complementul ei, prin suprafața exterioară suprafeței cercului, exprimată prin $\bar{a}_n$.

În exemplul luat avem :

$$a_n + \bar{a}_n = 1$$

$$b_n + \bar{b}_n = 1 \quad (2)$$

$$t_{n-1} + \bar{t}_{n-1} = 1$$

Prin

$$a_n + b_n + t_{n-1} = S_n \quad (3)$$

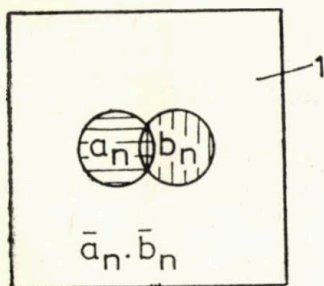


Fig. 2.

Elementele a_n, b_n .

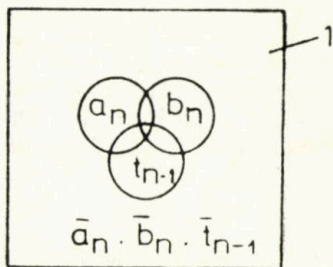


Fig. 1.

Elementele a_n, b_n, t_{n-1} ca suprafețe de cercuri pe suprafața pătratului egală cu unitate.

se înțelege operația de reunire a elementelor. S_n va reprezenta suprafața ocupată de cele trei cercuri a_n, b_n, t_{n-1} .

Reunirea nu înseamnă adunarea ; totuși, cînd reunirea e maximală, ca în (2), atunci semnul reunirii se transpune în semnul adunării. Acest fapt ne face să folosim pentru reunire același semn ca pentru adunare.

În fig. 2, în care apar numai două elemente : a_n, b_n , avem :

$$a_n + b_n = S_n \equiv \text{III} \quad (4)$$

¹ Vezi literatura la bibliografie.

Din (4) se constată că la reunirea elementelor a_n , b_n , apar trei feluri de suprafețe: hașurate orizontal, în carou și vertical.

Numai prin intersecția celor două cercuri apare la intersecție o suprafață hașurată în carou.

Prin a doua operație de intersecție se obține funcția booleană de tip P în forma

$$P_n = a_n \cdot b_n \text{ } \text{+++} \quad (5)$$

Se ia pentru operația intersecției același semn ca pentru înmulțire, datorită faptului că în cazul cînd elementele capătă valori limită de zero și 1, spre exemplu $a_n=1$, $b_n=1$, se obține

$$P_n = 1 \cdot 1 = 1 \quad (6)$$

ca și cum avem un produs. Datorită acestui fapt folosim pentru intersecție semnul ($\cdot$).

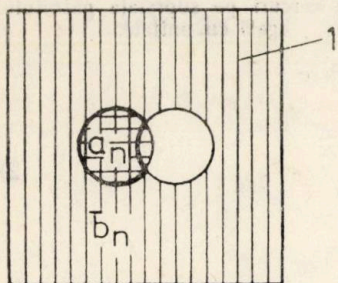


Fig. 3.
Elementele a_n , b_n .

Se constată că la intersecție întotdeauna suprafața corespunzătoare apare hașurată în carou. Se vede că elementele a_n și complementul său $\bar{a}_n$ ne dau intersecția egală cu zero.

Avem

$$a_n \cdot \bar{a}_n = 0 \quad (7)$$

Prin formarea operației de intersecție a elementelor a_n , b_n din fig. 3, se obține:

$$P_n = a_n \cdot b_n \text{ } \text{+++} \quad (8)$$

ca o suprafață în carou, de forma +++.

În felul acesta se realizează:

$$S_n = a_n + b_n = a_n \cdot \bar{b}_n + a_n \cdot b_n + \bar{a}_n \cdot b_n \quad (9)$$

din care $a_n \cdot b_n$ reprezintă intersecția celor două cercuri a_n și b_n .

În fig. 2, se poate ușor vedea că prin funcția booleană de tip P în forma $\bar{a}_n \cdot \bar{b}_n$ se reprezintă suprafața exterioară celor două cercuri a_n , b_n .

Prin formarea relației

$$a_n + b_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n = 1 \quad (10)$$

se vede ușor că reunirea totală e maximă și egală cu 1, ceea ce ne arată că în:

$$a_n \cdot \bar{b}_n + a_n \cdot b_n + \bar{a}_n \cdot b_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n = 1 \quad (11)$$

în care s-a înlocuit în (10) $a_n + b_n$ cu expresia din (9), semnul reunirii se transpune în semnul adunării. Dacă în (11) apare spre exemplu $a_n = 1$, $\bar{b}_n = 1$, înseamnă că numai $a_n \cdot \bar{b}_n = 1 \cdot 1 = 1$ apare egală cu 1, ceilalți termeni: $a_n \cdot b_n$, $\bar{a}_n \cdot b_n$ și $\bar{a}_n \cdot \bar{b}_n$ devin nuli.

Așadar în (11) sau primul termen e 1, sau al doilea e 1, sau al treilea e 1, sau al patrulea e 1, atunci când semnul reunirii se transpune în semnul adunării. Iar funcția booleană de tip P, spre exemplu de forma

$$P_n = a_n \cdot \bar{b}_n = 1$$

ne arată că și a_n e 1 și $\bar{b}_n$ e 1.

În mod analog se obține pentru cele trei elemente a_n , b_n , t_{n-1} din fig. 1 relația:

$$a_n + b_n + t_{n-1} + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \cdot \bar{t}_{n-1} = S_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \cdot \bar{t}_{n-1} = 1$$

din care se vede că reunirea e maximală. În cazul acesta avem:

$$\begin{aligned} S_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \cdot \bar{t}_{n-1} &= a_n \cdot \bar{b}_n \cdot \bar{t}_{n-1} + a_n \cdot b_n \cdot \bar{t}_{n-1} + \bar{a}_n \cdot b_n \cdot \bar{t}_{n-1} + a_n \cdot b_n \cdot t_{n-1} + \\ &+ \bar{a}_n \cdot b_n \cdot t_{n-1} + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \cdot t_{n-1} + a_n \cdot \bar{b}_n \cdot t_{n-1} + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \cdot \bar{t}_{n-1} = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

Funcția booleană de tip P în forma

$$P = a_n \cdot b_n \cdot t_{n-1}$$

reprezintă mica suprafață din centrul figurii 1, obținută prin intersecția celor trei cercuri a_n , b_n , și t_{n-1} .

E recomandabil ca în relația (12) să separăm termenii cu câte o negație de cei cu câte două negații, prin folosirea asamblărilor cu câte o negație, respectiv cu câte două negații și în fine cu câte trei negații, în forma (13):

$$\begin{vmatrix} t_{n-1} & t_{n-1} & t_{n-1} & t_{n-1} \\ b_n & b_n & \bar{b}_n & b_n \\ a_n & a_n & a_n & \bar{a}_n \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} t_{n-1} & t_{n-1} & \bar{t}_{n-1} & \bar{t}_{n-1} \\ b_n & \bar{b}_n & b_n & \bar{b}_n \\ a_n & \bar{a}_n & \bar{a}_n & a_n \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} t_{n-1} & \bar{t}_{n-1} \\ b_n & \bar{b}_n \\ a_n & \bar{a}_n \end{vmatrix} = 1 \quad (13)$$

În fiecare asamblare figurează aceeași grupare inițială, care corespunde celor trei cifre de pe coloană la adunarea celor două numere binare date, luându-se în considerație și cifra de transport ca a treia cifră.

Se introduc:

$$\begin{vmatrix} t_{n-1} & \bar{t}_{n-1} & t_{n-1} & t_{n-1} \\ b_n & b_n & \bar{b}_n & b_n \\ a_n & a_n & a_n & \bar{a}_n \end{vmatrix} = t_n = 1 \text{ sau } = 0 \quad (14)$$

$$\begin{vmatrix} t_{n-1} & t_{n-1} & \bar{t}_{n-1} & \bar{t}_{n-1} \\ b_n & \bar{b}_n & b_n & \bar{b}_n \\ a_n & \bar{a}_n & \bar{a}_n & a_n \end{vmatrix} = c_n = 1 \text{ sau } = 0, \quad (15)$$

În (14) una din cele trei funcții booleene de tip P cu câte o negație poate deveni egală cu 1, sau toate cele trei funcții cu câte o negație devin nule.

În mod analog în (15) una din cele trei funcții booleene de tip P cu câte două negații poate deveni egală cu unitatea, sau toate cele trei funcții cu câte două negații devin nule.

Numai în cazul cînd *gruparea inițială* e formată din trei cifre de 1, înseamnă că atît cifra de transport t_n cît și suma celor trei cifre de pe coloană c_n devin egale cu unitatea.

Cu aceste noțiuni fundamentale despre *algebra booleană*, trecem la o prezentare mai completă a celor două numere binare date în (1).

$$\begin{array}{ccccc}
 \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\
 \boxed{t_3=t_{4-1}=0} & \boxed{t_2=t_{3-1}=1} & \boxed{t_1=t_{2-1}=1} & \boxed{t_0=t_{1-1}=0} & \\
 \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \\
 0, t_{4-1} & 1 t_{3-1} & 1 t_{2-1} & 0 t_{1-1} & 0 t_{0-1} \\
 0, b_4 & 0 b_3 & 1 b_2 & 1 b_1 & 0 b_0 \\
 0, a_4 & 0 a_3 & 1 a_2 & 1 a_1 & 1 a_0 \\
 \hline
 0, c_4 & 1 c_3 & 1 c_2 & 0 c_1 & 1 c_0
 \end{array} \quad (16)$$

în care apare spre exemplu

$$\begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{cccc} t_{1-1} & \bar{t}_{1-1} & t_{1-1} & t_{1-1} \\ b_1 & b_1 & \bar{b}_1 & b_1 \\ a_1 & a_1 & a_1 & \bar{a}_1 \end{array} \right| = t_1; \\
 \text{cu } t_{2-1}=t_1.
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{cccc} t_{1-1} & t_{1-1} & \bar{t}_{1-1} & \bar{t}_{1-1} \\ b_1 & \bar{b}_1 & b_1 & \bar{b}_1 \\ a_1 & \bar{a}_1 & \bar{a}_1 & a_1 \end{array} \right| = c_1
 \end{array} \quad (17)$$

Se constată ușor că atunci cînd în asamblarea cu câte o negație din (17) apar în gruparea inițială două cifre de 1 și o cifră de zero, apare cifra de transport $t_1=1$ care e transmisă spre coloana din stînga exprimată prin $t_{2-1}=1$, așa cum apare în (16).

De asemeni, cînd gruparea inițială în asamblarea cu câte două negații conține două cifre de zero și o cifră de 1, atunci apare suma pe coloană a celor trei cifre egală cu 1, ca în coloana zero. Cînd gruparea inițială e formată din trei cifre de 1, atunci se vede ușor că atît cifra de transport cît și suma celor trei cifre pe coloană devin egale cu 1.

În literatura de specialitate se prezintă spre dezvoltare relația :

$$c_n = (a_n \cdot b_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n) t_{n-1} + (\bar{a}_n \cdot \bar{b}_n + a_n \bar{b}_n) \bar{t}_{n-1} \quad (18)$$

în care figurează funcțiile booleene de tip P în formele :

$$\bar{D}_n = a_n \cdot b_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n \quad (19)$$

$$D_n = \bar{a}_n \cdot b_n + a_n \cdot \bar{b}_n$$

cu

$$D_n + \bar{D}_n = 1 \quad (20)$$

fără să se scoată în evidență că o astfel de relație se datorește numai faptului că prin aplicarea algebrei booleene s-a creat posibilitatea de a se forma o asamblare cu câte o negație care ne dă cifra de transport t_n separat de suma c_n a celor trei cifre pe coloană, care corespunde asamblării cu câte două negații și care pot fi calculate în calculatorul electronic cifric.

Cu acest prilej se mai scoate în evidență că se recomandă folosirea directă a matricei de comutație selecționată pentru realizarea funcției booleene de tip P egală cu 1 din fig. 4, la operația de însumare a celor două numere binare sub-unitare date, așa cum ne arată schema din fig. 5.

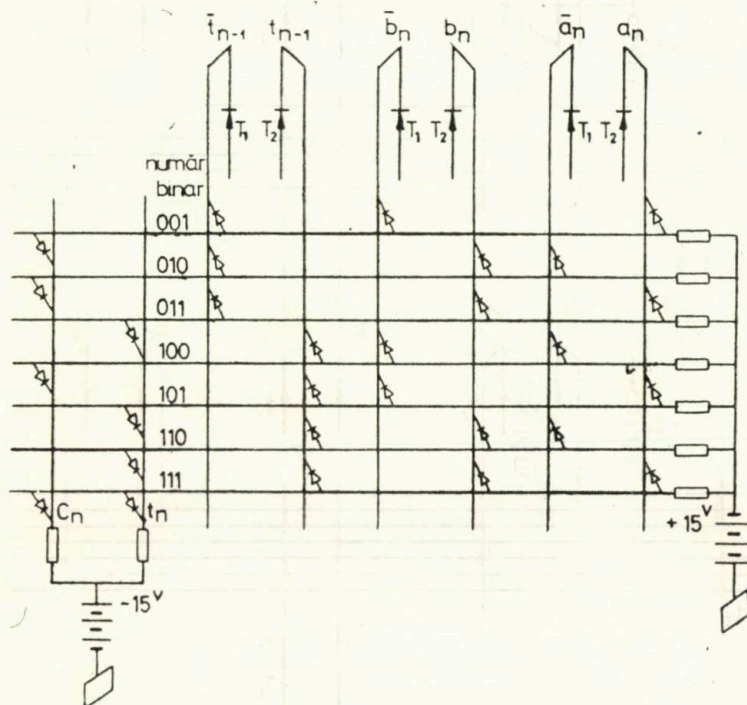


Fig. 4. Matricea de comutație selecționată pentru funcția booleeană de tip P egală cu unitatea.

Cît timp se folosesc cele două asamblări, înseamnă că experimental cu ajutorul dispozitivului „și” respectiv dispozitivului „sau” se crează posibilitatea să depistăm funcția booleeană de tip P care ne va da fie pe t_n sau pe c_n din (14) respectiv (15) egală cu unitatea. Prin folosirea însă a matricei de comutație selecționată, există posibilitatea să apară direct numai funcția booleeană egală cu 1 dacă există. Altfel funcția booleeană se menține mereu nulă.

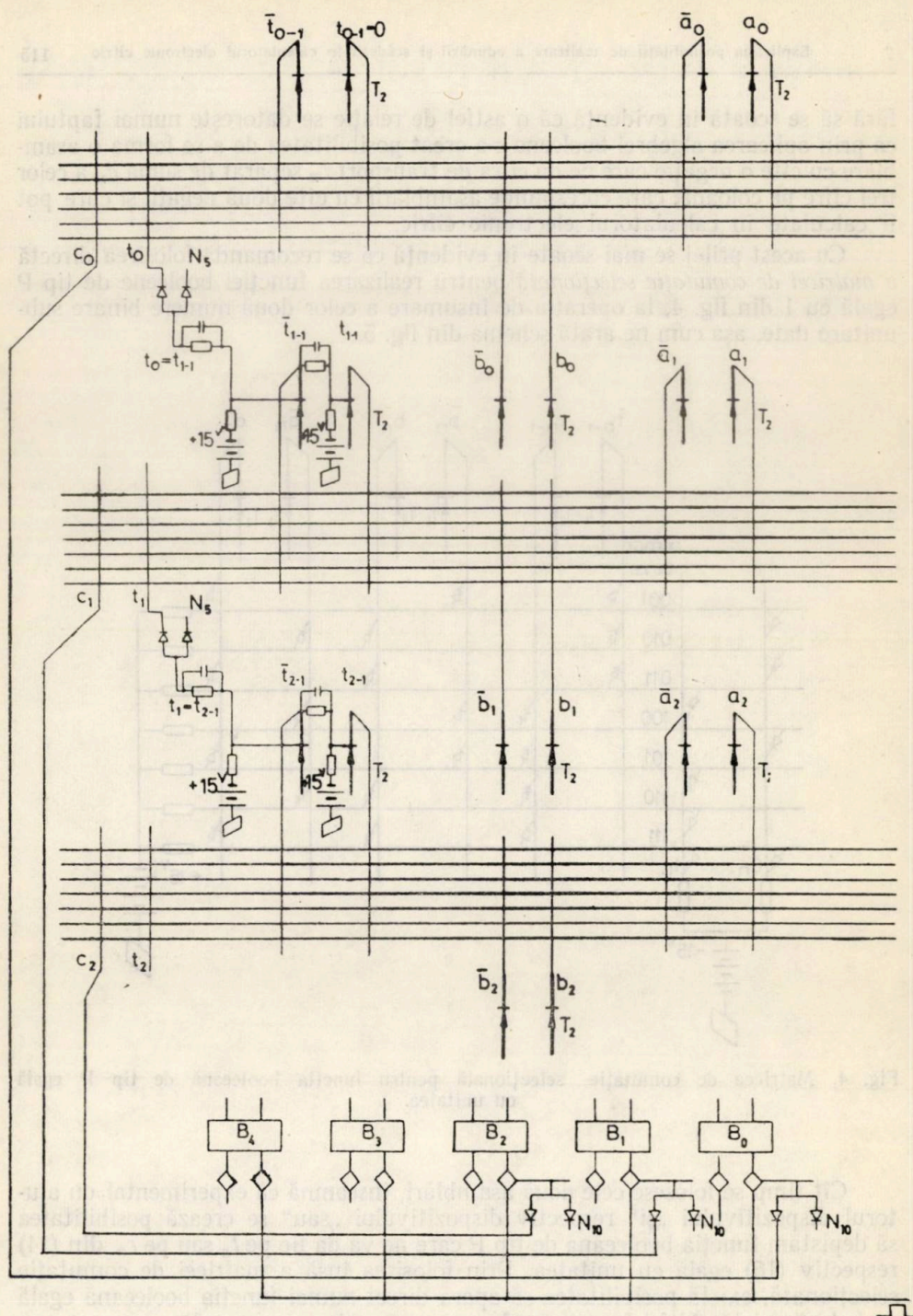


Fig. 5. Determinarea experimentală a cifrei de transport și a sumei celor trei cifre de pe fiecare coloană la însumarea a două numere binare subunitare.

În fig. 5 numai bistabilul pentru cifra de transport $t_{0-1}=0$ se prezintă ca un bistabil pus pe zero. Obținându-se prin matricea de comutație $t_0=t_{1-1}$, înseamnă că în locul unui bistabil, pentru t_{1-1} vom avea separat un invertor care ne dă $\bar{t}_{1-1}$ și apoi separat un tranzistor care ne dă pe t_{1-1} . În felul acesta se obține prin matricea de comutație $t_1=t_{2-1}$ ș.a.m.d.

În fig. 5 se prezintă jos un registru în care figurează suma celor două numere binare subunitare.

3. EFECTUAREA SCĂDERII A DOUĂ NUMERE BINARE SUBUNITARE ÎN CALCULATORUL ELECTRONIC CIFRIC

Să luăm ca exemplu efectuarea scăderii :

$$\begin{array}{r} 011+1 \\ 01+1 \\ 0,1010 \\ 0,0111 \\ \hline 0,0011 \end{array} \quad (21)$$

Se vor urmări în calculatorul electronic, următoarele două scăderi :

$$\begin{array}{l} 0,1010-0,0111=0,0011 \\ 0,0111-0,1010=-0,0011 \end{array} \quad (22)$$

Se constată că algebra booleană nu se poate folosi la efectuarea operației de scădere. Din (22) se constată însă, că în cazul când scăzătorul devine mai mare ca descăzutul, diferența obținută trebuie să fie afectată cu semnul minus în forma explicită; așa ceva nu se poate realiza în calculatorul electronic, în mod obișnuit.

Datorită acestui fapt, se recomandă să încercăm să efectuăm în calculator, la început, următoarea scădere :

$$M-M=0 \quad (23)$$

înțelegând prin M numărul cel mai mare din cele două numere date în (21).

Așadar avem :

$$M=0,1010 \quad (24)$$

E deosebit de important să remarcăm că numai datorită folosirii unui *compromis acceptabil* devine posibilă realizarea scăderii din (23) în calculatorul electronic cifric. În acest scop ne folosim de codul complementar al lui M , euprimat prin M_c . Avem

$$M+M_c=1 \quad (25)$$

în care

$$\begin{array}{l} M=0,1010 \\ M_c=0,0110 \end{array} \quad (26)$$



astfel că

$$M + M_c = 0,1010 + 0,0110 = 1,0000 \quad (27)$$

A fost o *inspirație fericită* de a se folosi expresia numărului 2 în binar exprimat prin

$$2 = 10,0000 \quad (28)$$

și care fiind înregistrat în calculator, cu ajutorul bistabilelor, în așa fel ca a doua cifră a întregului din (28) să nu se imprime la bistabil, din cauza lipsei unui astfel de bistabil.

Ca urmare în calculator se înregistrează numai :

$$0,0000 \quad (29)$$

Ca să putem aduna încă o dată cifra 1 la 1 din (27), s-a convenit să se transpună semnul minus al scăzătorului în cifra 1 a întregului. Ca urmare se va introduce $-M$ în forma

$$-M = 1, \text{ cod complim} = 1,0110 = M_c^* \quad (30)$$

astfel că

$$M - M = M + M_c^* = 0,1010 + 1,0110 = 10,0000$$

de unde se deduce în calculator :

$$M - M = M + M_c^* = 0,0000 \quad (31)$$

Formarea relației (31) în calculator reprezintă compromisul acceptabil. Ca și cum diferența $M - M = 0$ se transpune în calculator într-o sumă de două numere pozitive egală cu cifra 2 în binar.

E firesc că un astfel de compromis acceptabil, nu poate fi privit ca un *algorithm*, dat fiindcă el nu poate exprima o relație matematică exactă. De altfel, e firesc că nu e posibil ca adunînd în (31) două numere pozitive, M și M_c^* , suma lor să devină nulă.

Relația (31) e valabilă numai în calculatorul electronic cifric.

După cum se va vedea din cele ce urmează, prin folosirea *compromisului acceptabil* se reușește să se exprime diferența a două numere binare subunitare cu semnul minus în mod explicit, atunci cînd scăzătorul e mai mare ca descăzutul.

În acest scop, să urmărim în calculator următoarele două grupuri de scăderi :

$$M - M = 0 \quad (32)$$

în comparație cu

$$M - M' = 0,0011$$

și scăderea

$$M - M = 0 \quad (33)$$

în comparație cu

$$M' - M = -0,0011$$

în care $M' < M$.

În exemplul luat, avem

$$\begin{aligned} M &= 0,1010 \\ M' &= 0,0111 \end{aligned} \quad (34)$$

cu $M - M' = 0,0011$.

În calculator relațiile (32) devin :

$$\begin{aligned} M - M &= 0 = M + M_c^* \\ M - M' &= 0,0011 = M + M_c'^* \end{aligned} \quad (35)$$

Dat fiindcă M' e mai mic ca M cu diferența căutată 0,0011, rezultă că codul complementar cu semnul minus $M_c'^*$ devine mai mare decît codul complementar cu semnul minus M_c^* tocmai cu diferența căutată 0,0011.

Din punct de vedere matematic avem :

$$M + M_c^* = 10,0000 \quad (36)$$

$$M + M_c'^* = 10,0011$$

de unde se constată că în calculator va apare

$$M + M_c'^* = 0,0011 \quad (37)$$

obținîndu-se în felul acesta diferența căutată.

Din al doilea grup de relații (33) se obține :

$$M - M = 0 = M + M_c^* \quad (38)$$

$$M' - M = -0,0011 = M' + M_c^*$$

Din punct de vedere matematic se obține :

$$M + M_c^* = 0,1010 + 1,0110 = 10,0000 \quad (39)$$

$$M' + M_c^* = 0,0111 + 1,0110 = 1,1101$$

Din (39) se constată că $M' + M_c^*$ e mai mic ca $M + M_c^*$ cu diferența celor două numere date, exprimată prin 0,0011. Ca urmare, formîndu-se :

$$1,1101 + 0,0011 = 10,0000 \quad (40)$$

se obține matematic numărul 2 în binar. Din (40) se trage concluzia că numărul 1,1101 e considerat *cod complementar* al diferenței căutate, luată cu semnul minus.

Se obține așadar :

$$1,1101 = 1, \text{ cod compl. } = -0,0011 \quad (41)$$

E recomandabil să se atragă atenția că numai datorită folosirii *complementului acceptabil* și a folosirii numerelor binare subunitare, a devenit posibil să se realizeze obținerea unei diferențe cu semnul minus în formă explicită, atunci cînd scăzătorul e mai mare ca descăzutul.

În calculator, prin folosirea bistabililor, care ne dau la tranzistorul T_2 cele două valori discrete de potențiale electrocinetice de $-0,2$ V pentru 1 boolean și -12 V pentru zero boolean, mai există ca negații la tranzistorul T_1 cele două valori discrete de potențiale electrocinetice opuse cu primele, -12 V respectiv $-0,2$ V considerate ca negații ale potențialelor de la tranzistorul T_2 .

E deci ușor în calculator să se stabilească codul invers, pentru care se folosește numărul maximal subunitar din calculator.

Dacă admitem ca exemplu, că numărul maximal în calculator ar fi 0,1111, se obține din

$$0,1111 - 0,1010 = 0,0101 = M_i \quad (42)$$

în care (42) reprezintă *codul invers* al numărului 0,1010.

Ca urmare codul complementar în exemplul luat, va fi codul invers, la care se adună 0,0001, se obține:

$$M_c = M_i + 0,0001 = 0,0101 + 0,0001 = 0,0110 \quad (43)$$

Se poate folosi la formarea în calculator a diferenței:

$$0,1010 - 0,0111 = 0,0011$$

codul invers în locul *codului complementar*, astfel că:

$$M - M' = M + 1, \text{ cod invers} = 0,1010 + 1,1000 = 10,0010 = 0,0010 \quad (44)$$

În calculator se formează suma:

$$0,0010 + 0,0001 = 0,0011 \quad (45)$$

care reprezintă diferența căutată.

În mod analog se formează

$$M' - M = -0,0011 = M' + M_i^* = 0,0111 + 1,0101 = 1,1100 \quad (46)$$

care exprimă codul invers al diferenței căutate luată cu semnul minus.

Se obține:

$$1,1100 = 1, \text{ cod invers} = -0,0011 \quad (47)$$

Din literatura de specialitate se desprinde următoarea metodă de realizare a diferenței a două numere binare subunitare.

Se prezintă următoarea identitate:

$$-0,1111 + 0,1010 - 0,0111 + 0,1111 = 0,0011 \quad (48)$$

Din identitatea de mai sus se desprinde numai obținerea *codului invers*, în forma

$$M_i^* = -0,0111 + 0,1111 = 0,1000 \quad (49)$$

Se introduce semnul minus, exprimat prin cifra de întregi 1, ca și cum ar fi o definiție, astfel că

$$M_i^* = 1,1000 \quad (50)$$

Ca urmare rezultă:

$$0,1010 - 0,0111 = M + M_i^* = 0,1010 + 1,1000 = 10,0010 \quad (51)$$

Din (51) se știe că în calculator apare

$$0,0010 \quad (52)$$

la care se adună 0,0001, obținându-se diferența căutată în forma

$$0,0010 + 0,0001 = 0,0011 \quad (53)$$

Nimeni nu se întreabă ce se petrece cu primul termen din identitatea (48), care nu a fost folosit.

Din momentul în care se transpune semnul minus din identitatea prin cifra întregului 1, înseamnă că însăși identitatea nu mai poate fi folosită în întregime.

Se constată ușor din (53) că nu se explică ca în (37) că numai datorită folosirii *compromisului acceptabil* și a folosirii numerelor binare subunitare a fost posibil să se obțină în calculator diferența din (53).

Trecem la a doua identitate în forma :

$$-0,1111 + 0,0111 - 0,1010 + 0,1111 = -0,0011 \quad (54)$$

în care scăzătorul e mai mare ca descăzutul. Identitatea ne servește numai la folosirea codului invers cu semnul minus, în forma :

$$-0,1010 + 0,1111 = 1,0101 = M_i^* \quad (55)$$

ceea ce ne conduce la

$$0,0111 + 1,0101 = M' + M_i^* = 1,1100 \quad (56)$$

Din (56) se constată că

$$M' + M_i^* = 1, \text{ cod invers} = -0,0011 \quad (57)$$

de unde rezultă apariția diferenței cu semnul minus explicit.

Ca încheiere se poate afirma că numai datorită folosirii *funcției booleene de tip P din algebra booleană* a fost posibil să se realizeze în calculator la adunarea a două numere binare subunitare, atât cifra de transport cât și suma celor trei cifre de pe fiecare coloană cu ajutorul aceleiași metode de rezolvare a asamblărilor cu câte o negație pentru cifra de transport și a asamblărilor cu câte două negații, pentru suma celor trei cifre de pe coloană.

De asemenea numai datorită folosirii unui *compromis acceptabil* a fost posibil să se realizeze în calculator diferența a două numere binare subunitare, obținându-se în cazul când scăzătorul devine mai mare ca descăzutul semnul minus explicit.

Se știe că prin realizarea în calculator atât a operației de adunare cât și a operației de scădere, a două numere binare subunitare, se mai pot realiza și operațiile de înmulțire și de împărțire ale numerelor subunitare. *Așadar calculatorul electronic cifric automat poate executa toate cele patru operații aritmetice.*

Trebuie relevat însă, că aplicabilitatea multilaterală de care se bucură calculatorul electronic cifric automat, nu se datorește numai faptului că se pot efectua cu el cele patru operații aritmetice, ci, privind calculatorul în comportarea lui *sub aspect cibernetic* se constată, în urma unor cercetări științifice riguroase cu privire la efectuarea proceselor de comandă și de control ale diferitelor dispozitive din calculator, în comparație cu procesele de comandă și de control, executate de către organisme vii, că s-a ajuns la confecționarea de calculatoare electronice cifrice automate cu multiple aplicații aproape în toate domeniile de activitate ale omului.

Se poate afirma, cu drept cuvânt, că la ora actuală calculatorul electronic cifric automat reprezintă *unealta cea mai de preț a omului.*

Primit la redacție la data de 15. 11. 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. P. I. Andronescu, Algebra booleană ca instrument matematic în manifestarea fenomenelor. Buletin științific și tehnic al I. P.T. seria Electrotehnică Tomul 16(30) Fascicola 1. Ianuarie-Iunie 1971.
2. P. I. Andronescu, Arhiva pentru principiile și legile naturii. Revista Progresele științei nr. 3, 1969.
3. Yaohan Chu, *Bazele proiectării calculatoarelor numerice*. Editura tehnică București, 1968.
4. M. Pelegriñ, *Calculatoare analogice și numerice, aplicații în automatozări*. Editura tehnocă București, 1966.

ВОЗМОЖНОСТЬ СУММИРОВАНИЯ И ВЫЧИТАНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

(РЕЗЮМЕ)

В виду того, что вычислительная машина не способна различать транспортное число от суммы трех чesле в коллоне при суммировании двух заданных бинарных поединичных чesел, указывается целесообразность болеевской функции вида P при определении как транспортного числа, а так и суммы в коллоне.

Так как вычислительная машина не способна выразить знак минус когда при вычитании болше уменьшаемого, оказалось возможным при помощи некоторого компромиса допустимого лишь в вычислительной машине, получить отрицательную разницу когда вычитаемое болше умень-

EINE ERLÄRUNG DER MÖGLICHKEIT SUMMEN UND DIFFERENZEN AN EINER ELEKTRONISCHEN RECHENANLAGE DURCHZUFÜHREN

(ZUSAMMENFASSUNG)

Die Rechenanlage kann die Transportziffer von der Summe der drei addierten Ziffern, bei der Summe von zwei binären Grössen, nicht unterscheiden. In der Arbeit wird nun erklärt welche Rolle die Funktion P bei der Bestimmung der Transportziffer und der Bestimmung der Summe spielt.

Die Rechenanlage kann das Minuszeichen nicht ausdrücklich bestimmen, wenn die abzuziehende Zahl grösser ist als die, von der man abziehen muss. In der Arbeit wird erklärt wie in der Rechenmaschine eine akzeptable Kompromisslösung erhalten wurde.

**TEZE DE DOCTORAT SUSȚINUTE LA FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ
A INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA**

Continuare din Fascicola 1/1970, Tomul 15 (29).

Nr. crt.	Autorul	Titlul tezei	Data susținerii
30	Tunsoiu Gheorghe	Contribuții la utilizarea calculatoarelor numerice în reglarea proceselor industriale	13. VII. 1970
31	Pușcașu Silviu	Contribuții la studiul comportării tuburilor fluorescente în regim de alimentare cu tensiuni cu frecvența ridicată	21. IX. 1970
32	Popa Ion	Contribuții la studiul registrelor de deplasare cu ferite	16. I. 1971
33	Soceneanțu Aurel	Cercetări privind împărțirea binară în calculatoarele numerice	24. VII. 1971
34	Hecu Eni	Studiul stabilității motorului sincron comandat prin frecvență, cu ajutorul calculatoarelor electronice	19. X. 1971
35	Natrașevschi Alfred	Metodă și instalație pentru modificarea directă a frecvenței prin modulare în amplitudine	19. X. 1971
36	Brașovan Ioan	Contribuții la studiul și calculul transformatoarelor de curent în regim permanent cu saturarea miezului feromagnetic	2. XII. 1971
37	Heinrich Iuliu	Contribuții la metodele de evaluare a uzurii termice relative a transformatoarelor	3. XII. 1971
38	Barbu Ioan	Contribuții privind unele fenomene termoelectrice la siguranțele cu fuzibile și modelarea lor	9. XII. 1971
39	Lăpușan Valeria	Contribuții la studiul și aplicarea efectului magnetorezistiv	9. II. 1972

Nr. crt	Autorul	Titlul tezei	Data susținerii
40	Balaurescu Dumitru	Considerații privind utilizarea capacităților energetice (linii și stații electrice detransformare) și influența asupra utilizării raționale a energiei electrice	3. III. 1972
41	Crișan Ovidiu	Funcționarea generatorului sincron în regim tranzitoriu considerind elementele sale neliniare și elementele exterioare	16. III. 1972
42	Daba Dumitru	Contribuții privind forțele exercitate de cîmpul electromagnetic macroscopic asupra mediilor corporale, cu aplicații la fluide	13. V. 1972
43	Grün Uwe	Generatorul Hall în sarcină în regim de funcționare staționar	13. V. 1972
44	Comșa Dan	Contribuții teoretice și experimentale la multiplicarea statică a frecvenței	3. VI. 1972
45	Bianchi Cornel	Contribuții la metodele de calcul ale iluminatului artificial din punct de vedere al aspectului calitativ și cantitativ în scopul realizării microclimatului luminos confortabil	28. VI. 1972
46	Coloși Tiberiu	Metodă de acordare a reguletoarelor analogice și cu eșantionare, prin contribuții la algebra schemelor cu grafuri ale matricei de transfer pentru procese liniare cu reglaj multiplu și restricții impuse	8. VII. 1972
47	Baltac Vasile	Contribuții la optimizarea executării lanțurilor de programe în calculatoarele numerice de capacitate medie	9. X. 1972
48	Boldea Ioan	Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor trifazate plane liniare	12. I. 1973
49	Gârlașu M. Ștefan	Evaluarea puterii reactive și a indicatorilor regimului deformat la instalații cu acționări reglabile cu tiristoare și cu recuperare de energie	29. VI. 1973
50	Ambrozie Corneliu	Determinarea capacităților elementare și echivalente la înfășurările transformatoarelor electrice de putere	16. VII. 1973
51	Strugaru Crișan	Organizarea logică a unităților de comandă microprogramate	18. XII. 1973
52	Hoffman Iosif	Comanda cu ajutorul calculatoarelor a unor sisteme liniare stohastice cu aplicații în energetică	18. XII. 1973



BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC **AL** **INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA“** **TIMIȘOARA**

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 19 (33)

Fascicola 2

IULIE — DECEMBRIE
1974

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. ing. GH. SILAȘ (redactor șef),
acad. prof. dr. doc. I. ANTON, prof. ing.
C. AVRAM, m.c. al Academiei R.S.R., prof. dr.
ing. M. BORNEAS, prof. ing. V. COCHECI,
academician prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU,
prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing.
V. GHEORGHIU, prof. dr. ing. GH. SAVII,
acad. prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing.
I. NOVAC, prof. dr. ing. C. ȘORA.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. ȘORA (redactor responsabil),
prof. dr. ing. I. NOVAC (redactor responsabil
adjunct), prof. dr. ing. D. FRÄNKEL, conf. dr.
ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA,
conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. RO-
GOJAN, conf. dr. ing. A. SOCENEANTU, conf.
dr. ing. V. STOICA, prof. dr. ing. I. SUCIU,
prof. dr. ing. V. VAZDAUȚEANU.

Adresa : FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ
Piața HORĂȚIU nr. 1
TIMIȘOARA — ROMÂNIA

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” DIN TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 19(33)

Fascicola 2

iulie-decembrie 1974

SUMAR

C. ȘORA, I. VETREȘ : Unele considerații privind determinarea rezistivității și coeficientului Hall la materiale semiconductoare prin metoda Van der Pauw	131
C. ȘORA, SILVIA DOBRE : Asupra rezistențelor de transfer ale unei plăci Hall	139
D. FRÄNKEL, I. VETREȘ, AL PUHALA : Aparat pentru determinarea factorului de deformare	153
I. NOVAC : Contribuții la optimizarea calculului pierderilor din miezul motoarelor asincrone la mersul în gol	161
N. BUDIȘAN : Sistem automat pentru simularea motorului diesel al locomotivelor diesel electrice	169
E. SERACIN, ȘT. BARTZER : Cu privire la determinarea randamentului acționărilor electrice	175
I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, N. STERCA : Contribuții la realizarea unui platou electromagnetic cu poli transversali	179
L. MOLDOVAN, I. SUCIU, A. VASILIEVICI : Optimizarea parametrilor constructivi ai bobinelor de șoc folosite la iluminatul fluorescent	187
I. BABUȚIA, M. PETRUESCU, E. LUZAN : Dispozitiv electronic pentru controlul dimensional al pieselor și comanda automată la mașini-unelte	193
I. BALACI, E. SERACIN, I. ȘORA : Schemă pentru reglarea cuplului la motorul de curent continuu cu excitație separată utilizând o punte cu tiristoare	197
I. BRAȘOVAN : Programe de calcul analogic pentru determinarea curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu curentul primar sinusoidal și miezul feromagnetic saturat	203
L. MOLDOVAN : Aspecte tehnico economice ale perspectivelor de dezvoltare a rețelelor de medie și înaltă tensiune din Timișoara	213
ȘT. PREITL, T. DRAGOMIR : Procedeu de identificare experimentală a amplificatoarelor magnetice cu autosaturație	221
M. BABESCU : Determinarea variației cîmpului magnetic în zonele de capăt, la motoarele liniare bilaterale	227
M. CHIVU : Bloc U.U.S. tranzistorizat cu acord electronic pentru gamele de unde ultrascurte 65—73 MHz și 87—104 MHz, cu sistem de corecție automată	233

NOTE :

AL. VASILIEVICI : Asupra soluționării problemelor de transmisie termică prin analogie electrică	241
---	-----

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЕТЕНЬ
 ТИМИШОРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
 ИМ. «ТРАЯН ВУЯ»
 СЕРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том 19(33)

Выпуск 2.

Июль—декабрь 1974 г.

СОДЕРЖАНИЕ

К. ШОРА, И. ВЕТРЕШ, К определению сопротивляемости и коэффициента Холла полупроводниковых материалов методом «Ван дер Пауа»	131
К. ШОРА, СИЛВИЯ ДОБРЕ, В связи с переходным сопротивлением пластинки Холла	139
Д. ФРЕНКЕЛ, И. ВЕТРЕШ, Ал. ПУХАЛА, Прибор для определения коэффициента искажения	153
И. НОВАК, К оптимизации расчета потерь в сердечнике асинхронных двигателей при холостом ходе	161
Н. БУДИШАН, Автоматическая система для моделирования дизельного двигателя дизель-электровоза	169
Е. СЕРАЧИН, Ш. БАРЦЕР, Следовательно к определению коэффициента полезного действия электрических приводов	175
И. СУЧИУ, Ал. ВАСИЛЕВИЧ, Л. МОЛДОВАН, Н. СТЕРКА, К реализации электромагнитной пластины с поперечными полюсами	179
Л. МОЛДОВАН, И. СУЧИУ, Ал. ВАСИЛЕВИЧ, Оптимизация конструктивных параметров дросселей используемых при флуоресцентном освещении	187
И. БАБУЦИЯ, М. ПЕТРУЕСКУ, Е. ЛУЗАН, Электронное устройство для контроля размеров деталей машин и автоматического управления	193
И. БАЛАЧ, Е. СЕРАЧИН, И. ШОРА, Схема для регулирования пары двигателя постоянного тока с особым возбуждением при использовании тиристорного моста	197
И. БРАШОВАН, Программы аналогичного решения для определения установленного периодического тока трансформаторов тока с синусоидальным первичным током и насыщенным сердечником	203
Л. МОЛДОВАН, Техническо-экономические задачи связанные с перспективами развития сетей высокого и среднего напряжений в городе Тимишоара	213
Шт. ПРЕЙТЛ, Т. ДРАГОМИР, Способ экспериментальной идентификации магнитных усилителей с самонасыщением	221
М. БАБЕСКУ, Определение изменения магнитного поля в конечных зонах линейных, двухсторонних двигателях	227
М. КИВУ, Транзисторизированный блок УКВ с электронной настройкой для гамм сверхкоротких волн в 65—73 Мгц и 87—104 Мгц с регулируемой системой автоматной поправкой частоты	231

ОТМЕЧАНИЯ:

Ал. ВАСИЛЕВИЧ, В связи с решением вопроса теплопередачи на основе электрической аналогии	241
--	-----

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE DE L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ DE TIMIȘOARA

SERIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 19(33)

Fascicule 2

Juillet-December 1974

SOMMAIRE

C. ȘORA, I. VETRES : Some considerations concerning the determination of the resistivity and Hall coefficient for semi-conductive materials by the Van der Pauw method	131
C. ȘORA, SILVIA DOBRE : About the transfer resistances of a Hall plate	139
D. FRÄNKEL, I. VETRES, AL. PUHALA : Ein Messgerät für die Bestimmung des Klirrfaktors	153
I. NOVAC : Contribution à l'optimisation du calcul de pertes dans le noyau des moteurs asynchrones à marche à vide	161
N. BUDIȘAN : Automatic system for the simulation of the diesel engine of diesel-electric locomotives	169
E. SERACIN, ȘT. BARTZER : Über die Bestimmung des Wirkungsgrads elektrischer Antriebe	175
I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, N. STERCA : Contributions à la réalisation d'un plateau électromagnétique à pôles transversaux	179
L. MOLDOVAN, I. SUCIU, A. VASILIEVICI : L'optimisation de paramètres constructifs des bobines de choc utilisées au l'éclairage fluorescent	187
I. BABUTIA, M. PETRUESCU, E. LUZAN : Dispositif électronique pour le contrôle des dimensions des pièces et la commande automate des machines-outils	193
I. BALACI, E. SERACIN, I. ȘORA : Schaltschema für die Regelung des Motormoments bei fremderregten Gleichstrommotoren mit Hilfe einer Thyristorbrücke	197
I. BRAȘOVAN : Analogrechenprogramme für Bestimmung des eingeschwungenen Sekundärstromes eines mit sinusförmigen Primärstrom und gesättigtem Eisenkern betriebenen Atomwandlers	203
L. MOLDOVAN : Technico-economical aspects concerning the prospect of the development of high and medium voltage network in Timișoara	213
ȘT. PREITL, T. DRAGOMIR : Procédé d'identification expérimentale d'amplificateurs magnétiques à self saturation	221
M. BABESCU : Determination of the magnetic field variation in the end regions of double-sided linear motors	227
M. CHIVU : Transistorierter UKW-tuner mit elektronischer Abstimmung und abf die 65—73 MHz und 87—104 MHz Bereiche	233

NOTES :

AL. VASILIEVICI : Sur la résolution de problème de transmission thermique par analogie électrique	241
---	-----

UNELE CONSIDERAȚII PRIVIND DETERMINAREA REZISTIVITĂȚII ȘI COEFICIENTULUI HALL LA MATERIALE SEMICONDUCTOARE PRIN METODA VAN DER PAUW

DE

C. ȘORA, I. VETREȘ

I. INTRODUCERE

Cunoașterea parametrilor fizici ai materialelor semiconductoare și anume a rezistivității electrice ρ și a coeficientului Hall C_H , prezintă atât un interes teoretic în legătură cu structura, respectiv proprietățile de material, cât și un interes practic la diferite dispozitive ce folosesc astfel de materiale. În unele situații se pune în mod deosebit și problema dependenței acestor parametri fizici de inducția magnetică. Astfel, de exemplu, este cunoscut faptul că parametrii globali care intervin în ecuațiile ce descriu comportarea dispozitivelor galvanomagnetice (Hall și magnetorezistiv) depind în general și de parametrii fizici ai materialelor semiconductoare folosite, care la rîndul lor sînt funcții de inducția magnetică, $\rho(B)$ și $C_H(B)$.

Principal, acești parametri fizici se pot determina cu precizie corespunzătoare, considerînd epruvete sub formă de plăci de lungime mare în raport cu lățimea, astfel încît în zona centrală a acestora spectrul cîmpului să fie practic uniform [1]. Se cunosc însă și diferite metode de determinare pe cale experimentală a acestor parametri fizici; în lucrare nu ne referim la aceste metode, deoarece nu ne interesează un studiu critic în general. În lucrare ne referim la o singură metodă și anume cea elaborată de Van der Pauw [2], [3], care este foarte interesantă și ingenioasă și de asemenea, frecvent menționată în literatura de specialitate.

Față de alte metode, metoda Van der Pauw prezintă anumite caracteristici, care constituie în același timp și avantaje. Astfel, se poate considera o placă de formă oarecare, (deci nu e necesară o epruvetă specială), singura condiție geometrică fiind aceea ca placa să aibă grosime constantă; contactele electrozilor trebuie însă realizate practic punctiforme, în sensul ca dimensiunile lor să fie mici în comparație cu distanțele dintre ele și cu periferia plăcii (în acest sens, după cum indică Van der Pauw, pentru mărirea preciziei se pot practica incizii în placă, pentru mărirea conturului efectiv al acesteia); în expresia rezistivității, în afară de grosimea plăcii, nu intervin alte dimensiuni ale plăcii și nici distanțele dintre electrozi.

Se poate însă observa că în literatura de specialitate lipsesc practic informații și date concrete referitoare la aplicarea metodei Van der Pauw în prezența inducției magnetice. Experiența autorilor a scos în evidență faptul că, dacă

inducția magnetică nu este prea mică, pot să apară erori în determinările experimentale. În prezenta lucrare autorii și-au propus să facă o analiză mai atentă a aplicării metodei Van der Pauw în prezența cîmpului magnetic, în scopul sesizării și explicării particularităților ce apar și tot odată să facă unele recomandări privind determinarea parametrilor fizici în acest caz.

2. ASPECTE CARACTERISTICE ÎN PREZENȚA INDUCȚIEI MAGNETICE

Pentru relevarea particularităților ce pot interveni în cîmp magnetic este util să ne referim la expresiile de bază ale metodei Van der Pauw și unele ipoteze de calcul. Expresiile se deduc considerînd materialul omogen și izotrop, contactele punctiforme, iar cîmpul magnetic uniform și perpendicular pe suprafața plăcii.

α. Referindu-ne la determinarea rezistivității electrice, se definesc două rezistențe de transfer, alimentînd succesiv placa pe la două contacte alăturate (fig. 1).

$$R_{AB,CD} = \frac{V_D - V_C}{I_{AB}}; \quad R_{BC,DA} = \frac{V_A - V_D}{I_{BC}} \quad (1)$$

Aceste rezistențe de transfer satisfac relația (2)

$$e^{-\frac{\pi d}{\rho} R_{AB,CD}} + e^{-\frac{\pi d}{\rho} R_{BC,DA}} = 1 \quad (2)$$

în care ρ este rezistivitatea electrică a materialului iar d , grosimea plăcii. Din relația (2), pentru rezistivitatea electrică Van der Pauw obține expresia

$$\rho = \frac{\pi d}{\ln 2} \cdot \frac{R_{AB,CD} + R_{BC,DA}}{2} \cdot f \quad (3)$$

în care f depinde de raportul $R_{AB,CD}/R_{BC,DA}$ prin relația

$$\operatorname{ch} \left\{ \frac{\frac{R_{AB,CD}}{R_{BC,DA}} - 1}{\frac{R_{AB,CD}}{R_{BC,DA}} + 1} \cdot \frac{\ln 2}{f} \right\} = \frac{1}{2} e^{\frac{\ln 2}{f}} \quad (4)$$

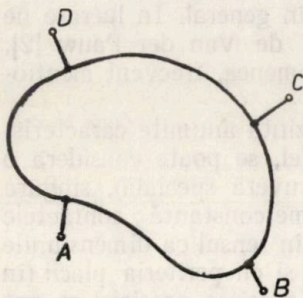


Fig. 1.

Este evident faptul că pentru determinarea rezistivității electrice perechile de electrozi se pot considera în mai multe variante. Prin permutarea contactelor, pe baza relației (1) se pot defini patru rezistențe de transfer și anume: $R_{AB,CD}$; $R_{BC,DA}$; $R_{CD,AB}$ și $R_{DA,BC}$, primul indice referindu-se la contactele alimentate, iar al doilea la contactele la care se măsoară tensiunea. Cu ajutorul acestor rezistențe luate două câte două în ordinea prezentată se pot determina pe baza relației (3) patru rezistivități.

În legătură cu această problemă este important de relevat faptul că în lucrarea [3], se arată că rezistențele de transfer satisfac relațiile:

$$R_{AB,CD} = R_{CD,AB} \quad (5)$$

$$R_{BC,DA} = R_{DA,BC} \quad (6)$$

$$R_{AC,BD} = R_{BD,AC} \quad (7)$$

și de asemenea

$$R_{AB,DC} + R_{BC,DA} + R_{AC,BD} = 0 \quad (8)$$

Se poate observa că satisfacerea relațiilor (5), (6) apare ca o condiție necesară pentru obținerea aceleiași valori a rezistivității în cele patru variante posibile menționate. Astfel, referindu-ne la câte două rezistențe de transfer se pot determina rezistivitățile:

$$\rho_1 = \frac{\pi d}{\ln 2} \cdot \frac{R_{AB,CD} + R_{BC,DA}}{2} \cdot f_1 \left(\frac{R_{AB,CD}}{R_{BC,DA}} \right) \quad (9)$$

$$\rho_2 = \frac{\pi d}{\ln 2} \cdot \frac{R_{BC,DA} + R_{CD,AB}}{2} \cdot f_2 \left(\frac{R_{BC,DA}}{R_{CD,AB}} \right) \quad (10)$$

$$\rho_3 = \frac{\pi d}{\ln 2} \cdot \frac{R_{CD,AB} + R_{DA,BC}}{2} \cdot f_3 \left(\frac{R_{CD,AB}}{R_{DA,BC}} \right) \quad (11)$$

$$\rho_4 = \frac{\pi d}{\ln 2} \cdot \frac{R_{DA,BC} + R_{AB,CD}}{2} \cdot f_4 \left(\frac{R_{DA,BC}}{R_{AB,CD}} \right) \quad (12)$$

Deoarece $R_{CD,AB} = R_{AB,CD}$ (rel.5), iar $f_2 \left(\frac{R_{BC,DA}}{R_{CD,AB}} \right) = f_2 \left(\frac{R_{BC,DA}}{R_{AB,CD}} \right) = f_1 \left(\frac{R_{AB,CD}}{R_{BC,DA}} \right)$ datorită parității funcției hiperbolice (4), se obține $\rho_1 = \rho_2$. În mod analog se poate arăta că pentru toate cele patru combinații rezultă aceeași valoare a rezistivității, deci $\rho_1 = \rho_2 = \rho_3 = \rho_4$. Situația mai sus analizată corespunde cu exactitate cazului în care inducția magnetică este nulă, deoarece relațiile (5), (6) reprezintă tocmai condițiile de reciprocitate caracteristice acestui caz.

În prezența inducției magnetice lucrurile se schimbă. Astfel, se verifică și experimental faptul că cele patru rezistivități nu mai sînt în general egale și de asemenea ele depind într-un anumit mod de sensul inducției magnetice, așa cum se poate constata și din tabelul 1, în care sînt trecute unele valori particulare, referitoare la una dintre plăcile încercate.

Tabelul 1

$B \left[\frac{\text{Wb}}{\text{m}^2} \right]$	$\varrho_1 [\Omega \text{m}]$ $\times 10^{-5}$	$\varrho_2 [\Omega \text{m}]$ $\times 10^{-5}$	$\varrho_3 [\Omega \text{m}]$ $\times 10^{-5}$	$\varrho_4 [\Omega \text{m}]$ $\times 10^{-5}$
0	5,5	5,5	5,5	5,5
+1,0	9,6	10,9	12,5	11,1
-1,0	12,5	11,1	9,6	10,9

Se poate arăta că, în general, în prezența inducției magnetice condițiile de reciprocitate (rel. (5), (6)) nu mai sînt verificate [4]. Cu alte cuvinte

$$\begin{aligned} R_{AB,CD}(B) &\neq R_{CD,AB}(B) \\ R_{BC,DA}(B) &\neq R_{DA,BC}(B) \end{aligned} \quad (13)$$

Aceste relații se justifică în principal prin faptul că rezistențele de transfer au două componente, dintre care una independentă de sensul lui $\vec{B}$, iar cealaltă își schimbă semnul cu sensul lui $\vec{B}$, iar dacă în rezistența de transfer directă intervine suma celor două componente, în rezistența de transfer inversă intervine diferența lor și invers. Acest rezultat este general, fiind valabil pentru electrozii reali, deci implicit și electrozii considerați practic „punctiformi”; considerațiile expuse nu se referă la electrozii teoretic punctiformi. De altfel, în realitate nici nu pot interveni electrozi punctiformi, ci numai electrozi de dimensiuni foarte mici, însă finite.

Ținând seama de cele prezentate, respectiv de relațiile (13), apare acum evident faptul că rezistivitatea $\rho_1(B)$ determinată cu relația (9) nu este în general egală cu $\rho_2(B)$ determinată de relația (10) și deci că rezistivitățile determinate cu cele patru combinații nu mai sînt egale.

Se mai poate observa că la aceeași valoare a inducției magnetice, dar de sens invers, pentru aceleași perechi de electrozi rezultă rezistivități diferite de exemplu $\rho_1(+B) \neq \rho_1(-B)$, etc. Rezultatul este evident dacă se ține seama de explicațiile anterioare care relevă implicit faptul că rezistențele de transfer depind de sensul inducției magnetice, deci $R_{AB,CD}(+B) \neq R_{AB,CD}(-B)$, etc. Este interesant însă de menționat și faptul că deși în prezența cîmpului magnetic și un anumit sens al inducției magnetice cele patru rezistivități sînt diferite, se poate constata că există o anumită simetrie între valorile obținute pentru cele două sensuri ale inducției magnetice, așa cum rezultă și din tabelul 1. Astfel avem

$$\begin{aligned}\rho_1(+B) &= \rho_3(-B) \\ \rho_2(+B) &= \rho_4(-B)\end{aligned}\tag{14}$$

Acest lucru se datorește faptului că rezistențele de transfer satisfac relația cunoscută a lui Onsager-Casimir, în cazul nostru exprimată sub forma

$$\begin{aligned}R_{AB,CD}(+B) &= R_{CD,AB}(-B) \\ R_{BC,DA}(+B) &= R_{DA,BC}(-B)\end{aligned}\tag{15}$$

Rezultă deci din cele prezentate că aplicarea metodei Van der Pauw în prezența cîmpului magnetic conduce în general la valori diferite ale rezistivității în raport cu perechile de borne considerate și cu sensul inducției magnetice. În ceea ce privește media celor patru rezistivități se obține prin calcul aceeași valoare pentru ambele sensuri ale inducției magnetice, ceea ce este evident dacă se ține seama de relațiile (15).

Experiențele efectuate au scos în evidență o dispersie destul de mare a rezistivităților ce rezultă la un sens al inducției magnetice, îndeosebi la inducții magnetice mai mari.

În acest sens este interesant de menționat faptul că o dispersie de valori mai mică se obține dacă pentru determinarea variației rezistivității cu inducția magnetică se consideră rezistențele proprii, care de altfel nici nu depind de

sensul inducției magnetice. Astfel, referindu-ne de exemplu la electrozii AB , se poate scrie

$$\frac{\rho(B)}{\rho(0)} = \frac{R_{AB}(B)}{R_{AB}(0)} \quad (16)$$

iar $R_{AB}(+B) = R_{AB}(-B)$. Este evident că relația (16) este riguros satisfăcută dacă contactele sînt suficient de mici pentru ca modificarea rezistenței datorită efectului magnetorezistiv geometric să fie neglijabilă. Verificarea acestei ipoteze se poate face determinînd rezistențele proprii la cele $C_4^2 = 6$ perechi de borne; dacă se obține practic același raport $R(B)/R(0)$ pentru toate perechile de borne, înseamnă că ipoteza sus menționată se poate considera satisfăcută. Abaterile între aceste rapoarte, corespunzătoare diferitelor perechi de borne, se pot datora și prezenței contactelor nealimentate pe periferia plăcii.

În privința determinării rezistivității electrice se poate deci reține și următoarea soluție: Aplicînd metoda Van der Pauw se determină rezistivitatea în absența cîmpului magnetic, iar variația acesteia în funcție de inducția magnetică poate rezulta din raportul rezistențelor proprii (rel. (16)).

β. În ceea ce privește determinarea coeficientului Hall, Van der Pauw indică relația [2]

$$C_H = \frac{d}{B} \cdot \Delta R_{AC,BD} \quad (17)$$

în care $\Delta R_{AC,BD}$ este modificarea rezistenței de transfer, definită în raport cu două contacte nealăturate, datorită prezenței inducției magnetice B . Această modificare se poate calcula cu relația

$$\Delta R_{AC,BD} = \frac{U_{BD}(B) - U_{BD}(0)}{I_{AC}} \quad (18)$$

în care $U_{BD}(0)$ este tensiunea măsurată la perechea de electrozi BD în absența cîmpului magnetic (tensiune de zero), iar $U_{BD}(B)$ este tensiunea la aceeași pereche de electrozi în prezența lui B . Datorită faptului că una dintre componentele acestei tensiuni depinde de valoarea inducției magnetice datorită efectului magnetorezistiv fizic, aplicarea relației (17), în care $\Delta R_{AC,BD}$ se calculează cu relația (18), poate fi însoțită de erori. Astfel, la aceeași valoare a inducției magnetice dar sens opus rezultă valori diferite pentru coeficientul Hall, $C_H(+B) \neq C_H(-B)$.

Pentru a elimina aceste erori determinate de variația rezistivității cu inducția magnetică, coeficientul Hall se poate calcula cu relația

$$C_H(B) = \frac{d}{B \cdot I_{AC}} \left\{ U_{BD}(B) - U_{BD}(0) \cdot \frac{\rho(B)}{\rho(0)} \right\} \quad (19)$$

Aceasta presupune însă cunoașterea variației rezistivității cu inducția magnetică. Pe o cale mai simplă, determinarea coeficientului Hall se poate face pe baza a două măsurări pentru cele două sensuri ale inducției magnetice.

$$C_H^*(B) = \frac{d}{2B \cdot I_{AC}} \{ U_{BD}(+B) - U_{BD}(-B) \} \quad (20)$$

În felul acesta se elimină componenta tensiunii care depinde numai de valoarea inducției magnetice, nu și de sensul ei.

3. REZULTATE EXPERIMENTALE

Metoda a fost experimentată pe mai multe plăcuțe din In-Sb și din Ge. Factorul f a fost determinat prin calcul numeric cu ajutorul calculatorului electronic, pentru diferite valori ale raportului $R_{AB,CD}/R_{BC,DA}$.

În fig. 2 sînt prezentate curbele de variație cu inducția magnetică ale rezistivităților obținute cu metoda Van der Pauw prin permutarea electrozilor la o plăcuță din In-Sb de formă arbitrară și grosime $d=0,5$ mm.

Dispersia valorilor celor patru rezistivități este de 32% la $B=1,8$ Wb/m². Pe aceeași plăcuță au fost determinate și variația rapoartelor $R(B)/R(0)$ ale celor șase rezistențe proprii. Abaterea maximă a acestor rapoarte față de valoarea medie a lor este de 3% în domeniul $0-1,8$ Wb/m² (în fig. 3 este reprezentat raportul $R(B)/R(0)$ cel mai mic). În același grafic este reprezentată pentru informare și variația raportului $\rho_{med}(B)/\rho(0)$ determinat cu metoda Van der Pauw.

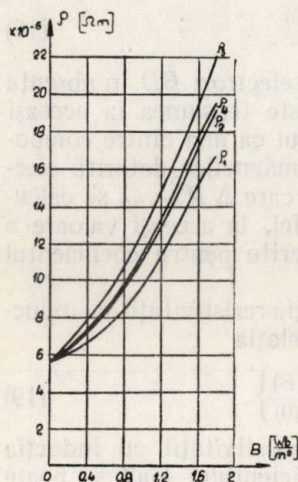


Fig. 2.

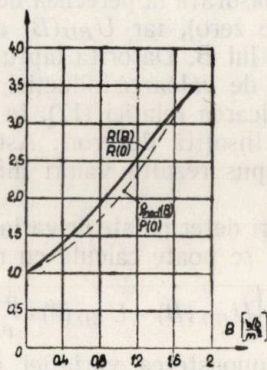


Fig. 3.

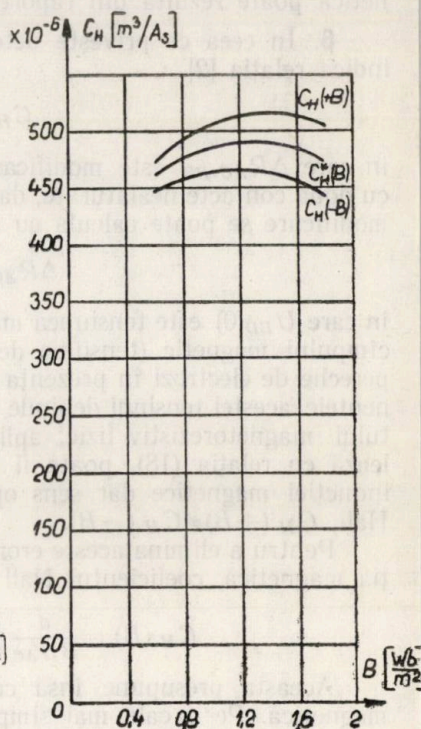


Fig. 4.

Coeficientul Hall calculat cu metoda Van der Pauw (rel. 17) la cele două sensuri ale inducției magnetice, $C_H(+B)$ și respectiv $C_H(-B)$, este reprezentat în fig.4.

Au fost calculate și valorile coeficientului Hall cu relația (19) la cele două senzori ale inducției magnetice, rezultând valori cu o dispersie mai mică decât în primul caz.

În fig. 4 este reprezentat și coeficientul Hall $C_H^*(B)$ determinat cu relația (20).

4. CONCLUZII

Analiza făcută privind aplicarea metodei Van der Pauw în prezența cîmpului magnetic scoate în evidență următoarele aspecte:

— Dacă în condițiile menționate și în absența inducției magnetice pentru rezistivitățile ce se obțin considerînd diferite combinații ale electrozilor, rezultă aceeași valoare, în prezența inducției magnetice acest lucru nu mai este în general adevărat. Pentru explicarea acestei comportări în lucrare se face referire corespunzătoare la existența a două componente în rezistențele de transfer, dintre care una independentă de sensul lui $\vec{B}$ și cealaltă funcție de sensul lui $\vec{B}$. Ținînd seama de această situație apare avantajos, respectiv simplu, ca determinarea rezistivității în absența inducției magnetice să se facă prin aplicarea metodei Van der Pauw iar pentru a cunoaște variația rezistivității cu inducția magnetică se pot considera rapoartele unor rezistențe proprii și anume în prezența și în absența inducției magnetice, rapoarte a căror dispersie este relativ mică.

— În ceea ce privește determinarea coeficientului Hall este util să se țină seama și de variația rezistivității cu inducția magnetică. De altfel, o posibilitate mai simplă constă din a calcula, din două măsurări efectuate, componenta tensiunii de ieșire dependentă de sensul inducției magnetice, respectiv tensiunea Hall.

BIBLIOGRAFIE

1. Putley, E. H., *The Hall effect and related phenomena*, London, Butterworth, 1960.
2. Van der Pauw, L. J., Messung des spezifischen Widerstandes und des Hall-Koeffizienten an Scheibchen beliebiger Form, Philips Technische Rundschau, 20, 8, 230 (1958/59).
3. Van der Pauw, L. J., A method of measuring specific resistivity and Hall effect of discs of arbitrary shape, Philips Research Reports, 13, 1, 1(1958).
4. Șora C., Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie, Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechnique et Energétique, 16, 4, 679 (1971).

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТА ХОЛЛА В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛАХ МЕТОДОМ ВАН ДЕР ПАУ

(РЕЗЮМЕ)

В работе анализируется определение физических параметров (ρ и C_H) полупроводниковых материалов в присутствии магнитной индукции методом Ван дер Пау. Авторы объясняют особенности и погрешности которые могут возникнуть при применении вышеупомянутого метода в присутствии магнитной индукции и предлагают соответствующие решения для определения изменения указанных физических параметров от магнитной индукции.

SOME CONSIDERATIONS CONCERNING THE DETERMINATION OF THE RESISTIVITY AND HALL COEFFICIENT FOR SEMICONDUCTIVE MATERIALS BY THE VAN DER PAUW METHOD

(SUMMARY)

This work deals with the determination of physical parameters (ρ and C_H) of the semiconductive materials in the presence of the magnetic induction by the Van der Pauw method.

The authors explain the particular features and the errors that may occur when this method is applied in the presence of the magnetic induction and corresponding solutions are suggested for the determination of the variation of the above mentioned parameters with the magnetic induction.

ON TRANSFER RESISTANCES OF A HALL PLATE

BY

C. ȘORA, SILVIA DOBRE

1. INTRODUCTION

The behaviour of a Hall generator in load run can be followed in the most general case on the basis of the quadripolar equations, written in the form :

$$\begin{aligned} U_1 &= R_{11}(B) I_1 + R_{12}(B) I_2 \\ U_2 &= R_{21}(B) I_1 + R_{22}(B) I_2 \end{aligned} \quad (1)$$

The equations apply to a Hall plate of arbitrary geometric shape (Fig.1).

For symmetry reasons, the association rule of the reference directions from the receivers is adopted for both terminal pairs, the physical significance of the quadripolar parameters interfering with eqs. (1) being :

- $R_{11} = R_{10} = \left(\frac{U_1}{I_1} \right)_{I_2=0}$ — no-load resistance corresponding to the control circuit 11' ;
- $R_{22} = R_{20} = \left(\frac{U_2}{I_2} \right)_{I_1=0}$ — no-load resistance corresponding to the Hall circuit 22' ;
- $R_{21} = \left(\frac{U_2}{I_1} \right)_{I_2=0}$ — no-load transfer resistance with feeding of terminals 11' ;
- $R_{12} = \left(\frac{U_1}{I_2} \right)_{I_1=0}$ — no-load transfer resistance with feeding of terminals 22' ;

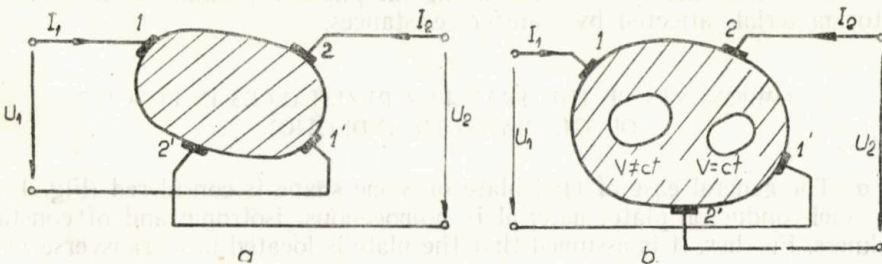


Fig. 1.

Thus, the investigation of the behaviour of a Hall generator requires assessment of these quadripolar parameters at a certain magnetic induction, and in the general case, depending on magnetic induction. The quadripolar parameters depend on the material, the geometrical shape of the Hall plate and the electrodes, as well as on the magnetic induction. It should be mentioned, however, that while the resistances R_{11} and R_{22} , because of the physical and geometrical magnetoresistive effect, are dependent on magnetic induction, and independent from the direction of magnetic induction, the transfer resistances depend on the direction (sense) of magnetic induction too. For a certain value of the timeinvariable magnetic induction, the quadripolar parameters are invariable and of resistiv character, up to very high control current frequencies. It is generally accepted that the Hall generator is a nonreciprocal passive circuit, since the transfer resistances in no-load work are unequal, i.e. $R_{12}(B) \neq R_{21}(B)$. In certain circumstances the behaviour of a Hall generator is similar to a gyrator, in which case the no-load transfer resistances are equal and of opposite sign,

$$R_{12}(B) = -R_{21}(B) \quad (2)$$

In this case it is said that the Hall generator is antireciprocal, while relation (2) represents the antireciprocity condition of a gyrator.

In the absence of an external magnetic field, the reciprocity condition expressed by relation :

$$R_{12}(0) = R_{21}(0)$$

is satisfied by the Hall generator.

Nevertheless, experience has shown that in all circumstances, the reciprocity relations of Onsager-Casimir are satisfied, viz. : [1]

$$\begin{aligned} R_{12}(B) &= R_{21}(-B) \\ R_{21}(B) &= R_{12}(-B) \end{aligned} \quad (3)$$

The analysis of the transfer resistances of a Hall generator is thus of special interest when it is looked upon as a circuit element, as well as in association with certain methods of ascertaining the physical parameters of semi-conductor materials affected by transfer resistances.

2. COMPONENTS OF THE TRANSFER RESISTANCES IN FUNCTION OF THE MAGNETIC INDUCTION.

a. The general case of Hall plate of Some shape is considered (Fig. 1, *a*). The semi-conductor plate material is homogenous, isotropic and of constant thickness. Further, it is assumed that the plate is located in a transverse magnetic field $\vec{B}$ which is uniform and time-invariable.

In some point of the plate, the conduction law is written as follows:

$$\frac{\bar{J}}{\sigma(B)} = \bar{E} + C_H \cdot \bar{J} \times \bar{B} \quad (4)$$

where: $\bar{J}$ — current density, $\bar{E}$ — electric field strength, C_H — Hall coefficient, $\sigma(B)$ — electroconductibility of the semi-conductor material at the magnetic induction considered.

It is further assumed that, with the same magnetic induction two electrokinetic regimes are established characterized in some point by the magnitudes $\bar{E}'$, $\bar{J}'$ and/or $\bar{E}''$, $\bar{J}''$.

It is known that in a point of a massive medium having no printed field and being in electrokinetic regime, the reciprocity condition:

$$\bar{E}' \cdot \bar{J}'' = \bar{E}'' \cdot \bar{J}' \quad (5)$$

applies.

For the Hall plate considered, the expressions

$$\bar{E}' \cdot \bar{J}'' = \frac{\bar{J}' \cdot \bar{J}''}{\sigma(B)} - C_H \cdot \bar{J}' \times \bar{B} \cdot \bar{J}'' = \frac{\bar{J}' \cdot \bar{J}''}{\sigma(B)} + C_H \cdot \bar{J}'' \times \bar{B} \cdot \bar{J}' \quad (6)$$

$$\bar{E}'' \cdot \bar{J}' = \frac{\bar{J}' \cdot \bar{J}''}{\sigma(B)} + C_H \cdot \bar{J}' \times \bar{B} \cdot \bar{J}'' = \frac{\bar{J}' \cdot \bar{J}''}{\sigma(B)} - C_H \cdot \bar{J}'' \times \bar{B} \cdot \bar{J}'$$

are computed.

From relations (6) it is evident that generally speaking, the reciprocity condition (5) is not satisfied in a Hall plate in the presence of a magnetic field.

The following notations apply:

$$\begin{aligned} \bar{E}'_a &= \frac{\bar{J}'}{\sigma(B)}; & \bar{E}'_b &= C_H \cdot \bar{J}' \times \bar{B} \\ \bar{E}''_a &= \frac{\bar{J}''}{\sigma(B)}; & \bar{E}''_b &= C_H \cdot \bar{J}'' \times \bar{B} \end{aligned} \quad (7)$$

It is to be mentioned that when there occurs a change in the magnetic induction direction $\bar{B}$, the direction of the $\bar{E}'_b$ and $\bar{E}''_b$ components also changes.

Relations (6) now become:

$$\begin{aligned} \bar{E}' \cdot \bar{J}'' &= \{\bar{E}'_a - \bar{E}'_b\} \cdot \bar{J}'' = \{\bar{E}'_a + \bar{E}''_b\} \cdot \bar{J}' \\ \bar{E}'' \cdot \bar{J}' &= \{\bar{E}''_a + \bar{E}'_b\} \cdot \bar{J}' = \{\bar{E}''_a - \bar{E}''_b\} \cdot \bar{J}' \end{aligned} \quad (8)$$

where:

$$\begin{aligned} \bar{E}' &= \bar{E}'_a - \bar{E}'_b \\ \bar{E}'' &= \bar{E}''_a - \bar{E}''_b \end{aligned} \quad (9)$$

Since a stationary electrokinetic regime was considered, the electric field of the plate is potential.

In the conditions established, i.e. uniform magnetic field and plane-parallel plate field, the field components $\vec{E}'$ and $\vec{E}''$ in relations (9) correspond to some potential fields.

Thus, it can be written :

$$\vec{E}' = -\nabla V', \quad \vec{E}'' = -\nabla V'', \quad \vec{E}'_a = -\nabla V'_a, \quad \vec{E}'_b = -\nabla V'_b, \quad \vec{E}''_a = -\nabla V''_a \text{ and } \vec{E}''_b = -\nabla V''_b.$$

It follows that relations (8) can be written in the following form :

$$\begin{aligned} \nabla V' \cdot \vec{J}'' &= \{\nabla V'_a - \nabla V'_b\} \cdot \vec{J}'' = \{\nabla V''_a + \nabla V''_b\} \cdot \vec{J}' \\ \nabla V'' \cdot \vec{J}' &= \{\nabla V'_a + \nabla V'_b\} \cdot \vec{J}' = \{\nabla V''_a - \nabla V''_b\} \cdot \vec{J}' \end{aligned} \quad (10)$$

Since in stationary regime, $\nabla \vec{J}' = \nabla \vec{J}'' = 0$, relations (10) become :

$$\begin{aligned} \nabla (V' \vec{J}'') &= \nabla (V'_a \vec{J}'') - \nabla (V'_b \vec{J}'') = \nabla (V''_a \vec{J}') + \nabla (V''_b \vec{J}') \\ \nabla (V'' \vec{J}') &= \nabla (V'_a \vec{J}') + \nabla (V'_b \vec{J}') = \nabla (V''_a \vec{J}'') - \nabla (V''_b \vec{J}'') \end{aligned} \quad (11)$$

We are interested in the plate behaviour face to electrodes ; thus, equations (11) are integrated over the whole of the semiconductor plate volume, and it results :

$$\begin{aligned} \int V' \vec{J}'' \cdot d\vec{s} &= \int V'_a \vec{J}'' \cdot d\vec{s} - \int V'_b \vec{J}'' \cdot d\vec{s} = \int V''_a \vec{J}' \cdot d\vec{s} + \int V''_b \vec{J}' \cdot d\vec{s} \\ \int V'' \vec{J}' \cdot d\vec{s} &= \int V'_a \vec{J}' \cdot d\vec{s} + \int V'_b \vec{J}' \cdot d\vec{s} = \int V''_a \vec{J}'' \cdot d\vec{s} - \int V''_b \vec{J}'' \cdot d\vec{s} \end{aligned} \quad (12)$$

The integrals in relations (12) are, of course, over all of the surfaces bordering the semi-conductor plate. On the empty surfaces, not covered by current-crossed electrons, the integrals are zero, the current density having only a tangential component.

For this reason, the values of integrals (12) are unchanged even when the plate corresponds to a multiply connexed domain, the borders of which are characterized by $V = \text{const}$ or $V \neq \text{const}$ (fig. 1, b)

Having the integrals over surfaces covered by n current-crossed electrodes, and taking into consideration that the electrode surfaces are equipotential, the result is :

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n V'_i I''_i &= \sum_{i=1}^n \{V'_a - V'_b\}_i I''_i = \sum_{i=1}^n \{V''_a + V''_b\}_i I'_i \\ \sum_{i=1}^n V''_i I'_i &= \sum_{i=1}^n \{V'_a + V'_b\}_i I'_i = \sum_{i=1}^n \{V''_a - V''_b\}_i I''_i \end{aligned} \quad (13)$$

Since the Hall plate is provided with two terminal pairs, in relations (13) it is possible to pass from the electrode potentials to the voltages corresponding to the two terminal pairs, so that :

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^2 U_i' I_i'' &= \sum_{i=1}^2 \{U_a' - U_b'\} I_i'' = \sum_{i=1}^2 \{U_a'' + U_b''\} I_i' \\ \sum_{i=1}^2 U_i'' I_i' &= \sum_{i=1}^2 \{U_a' + U_b'\} I_i' = \sum_{i=1}^2 \{U_a'' - U_b''\} I_i'\end{aligned}\quad (14)$$

As we are interested in the transfer resistances of a Hall plate, relations (14) should be particularized for regimes defining these resistances.

Thus, if the no-load regime is considered, with feeding at terminals $11'$, the result is :

$$R_{21} = \left(\frac{U_2'}{I_1'} \right)_{I_2'=0} = \frac{U_{20}}{I_1}$$

For the no-load regime with feeding at terminals $22'$, it results :

$$R_{12} = \left(\frac{U_1''}{I_2''} \right)_{I_1''=0} = \frac{U_{10}}{I_2}$$

In this way, relations (14) become :

$$\begin{aligned}U_{20} \cdot I_2 &= \{U_a' - U_b'\} I_2 = \{U_a'' + U_b''\} I_1 \\ U_{10} I_1 &= \{U_a' + U_b'\} I_2 = \{U_a'' - U_b''\} I_1\end{aligned}\quad (15)$$

It is obvious that non all of the two couples of components U_a', U_a'', U_b' and U_b'' are independent components. The transfer resistances will be expressed in terms of the components U_a', U_b' or U_a'', U_b'' .

Relations (15) yield to :

$$\begin{cases} U_{20} = U_a' - U_b' \\ U_{10} \frac{I_1}{I_2} = U_a' + U_b' \end{cases} \quad \begin{cases} U_{20} \frac{I_2}{I_1} = U_a'' + U_b'' \\ U_{10} = U_a'' - U_b'' \end{cases}$$

Thus

$$\begin{cases} U_a' = \frac{1}{2} \left(U_{10} \frac{I_1}{I_2} + U_{20} \right) \\ U_b' = \frac{1}{2} \left(U_{10} \frac{I_1}{I_2} - U_{20} \right) \end{cases} \quad \begin{cases} U_a'' = \frac{1}{2} \frac{I_2}{I_1} \left(U_{10} \frac{I_1}{I_2} + U_{20} \right) \\ U_b'' = \frac{1}{2} \frac{I_2}{I_1} \left(U_{20} - U_{10} \frac{I_1}{I_2} \right) \end{cases}$$

are obtained.

To simplify it, it is assumed that in both no-load regimes, the currents are of equal magnitude, i.e. $I_1 = I_2 = I$.

It results:

$$U'_a = U''_a = U_a$$

$$U'_b = -U''_b = U_b$$

It is to be noted that when the control current direction changes, the sign of U_b component also changes.

Based on the above assumption ($I_1 = I_2$), the following relations are obtained for a certain direction of magnetic induction $\vec{B}$:

$$U_{20}(B) = U_a(B) - U_b(B) \quad (16)$$

$$U_{10}(B) = U_a(B) + U_b(B)$$

whence it results:

$$U_a(B) = \frac{1}{2} [U_{10}(B) + U_{20}(B)] \quad (17)$$

$$U_b(B) = \frac{1}{2} [U_{10}(B) - U_{20}(B)]$$

Relations (16) show that in the output voltages, either the sum or the difference of the same components U_a and U_b occurs, depending on the direction of the magnetic induction, since:

$$U_a(B) = U_a(-B) \quad (18)$$

$$U_b(B) = -U_b(-B)$$

Components U_a and U_b correspond to the components E_a and E_b of the electric field (relations 17).

Taking into account relations (18), we may write

$$U_{20}(B) = U_a(B) - U_b(B)$$

$$U_{20}(-B) = U_a(B) + U_b(B)$$

resulting in:

$$U_a(B) = \frac{1}{2} [U_{20}(B) + U_{20}(-B)] \quad (19)$$

$$U_b(B) = \frac{1}{2} [U_{20}(-B) - U_{20}(B)]$$

For the transfer resistances of the Hall plate the following relations are obtained:

$$R_{21}(B) = \frac{U_{20}(B)}{I_1} = \frac{U_a(B) - U_b(B)}{I}$$

$$R_{12}(B) = \frac{U_{10}(B)}{I_2} = \frac{U_a(B) + U_b(B)}{I}$$

If we use the notation :

$$R_a(B) = \frac{U_a(B)}{I} \quad (20)$$

$$R_b(B) = \frac{U_b(B)}{I}$$

it results :

$$R_{21}(B) = R_a(B) - R_b(B) \quad (21)$$

$$R_{12}(B) = R_a(B) + R_b(B)$$

From relations (18) and (20), we obtain :

$$R_a(B) = R_a(-B) \quad (22)$$

$$R_b(B) = -R_b(-B)$$

We can note, then, that the component R_a in the transfer resistance expressions (21) shows no changes in function of the direction of magnetic induction, being an even function of B , in contrast with component R_b , which changes when the direction of magnetic induction changes, being an odd function of B .

Based on relations (21) and (22), it can be written :

$$R_{21}(-B) = R_a(B) + R_b(B) \quad (23)$$

$$R_{12}(-B) = R_a(B) - R_b(B)$$

Relations (21) and (23) show that the transfer resistances of a Hall plate have been decomposed into a couple of components, R_a and R_b . If depending on the direction of magnetic induction, the difference of the components occurs in one of the two transfer resistances, in the other one the sum of the components intervenes.

Decomposition of the transfer resistances into the couple of components, applies to a Hall plate of arbitrary geometric shape, correspondingly to a simply connexed (fig. 1, a) or multiply connexed domain (fig. 1, b), while the electrodes are of arbitrary size. Dimensions of the electrodes can be arbitrarily small, but finite (punctiform electrodes). The demonstration does not apply to theoretically punctiform electrodes, which, as a matter of fact, are not usual with actual constructions.

On the other hand, relations (21) and (23) are an implicit proof of the reciprocity relations of Onsager-Casimir (relations 3).

For the R_a and R_b components, the following expressions are obtained from relations (21) and (23) :

$$R_a(B) = \frac{1}{2} [R_{21}(B) + R_{12}(B)] \quad (24)$$

$$R_b(B) = \frac{1}{2} [R_{12}(B) - R_{21}(B)]$$

or

$$R_a(B) = \frac{1}{2} [R_{21}(B) + R_{21}(-B)] \quad (25)$$

$$R_b(B) = \frac{1}{2} [R_{21}(-B) - R_{21}(B)]$$

Decomposition of the transfer resistances into a couple of components is significant when reference is made to the reciprocity condition not satisfied by the Hall generator, viz. $R_{21}(B) \neq R_{12}(B)$.

It follows, that when both components (R_a and R_b) interfere with the transfer resistances, the Hall generator is non-reciprocal.

The following particular cases can be distinguished, when only one of the couple of components interferes with the transfer resistances:

a) Hall plate with no magnetic field

Of relations (19), the following emerges for $B=0$: $U_a(0) = U_{20}(0)$; $U_b(0) = 0$.

The U_a component for $B=0$ corresponds to the zero voltage of the Hall generator.

Since $R_b(0) = 0$ and $R_{21}(0) = R_{12}(0) = R_a(0)$, the Hall plate with no magnetic field is a reciprocal circuit.

b) Hall plate with no zero voltage

In this case: $U_{20}(0) = 0$ and $U_{20}(B) = -U_{20}(-B)$,

The U_a and U_b components, expressed by relations (19), get the values: $U_a(B) = 0$; $U_b(B) = -U_{20}(B) = U_{20}(-B)$

Thus:

$$R_a(B) = 0$$

$$R_{21}(B) = -R_b(B)$$

$$R_{12}(B) = R_b(B)$$

In this circumstance, the Hall generator behaves similarly to a gyrator and the antireciprocity condition:

$$R_{21}(B) = -R_{12}(B) \text{ is satisfied.}$$

c) Semi-conductor plate comprised as a whole between electrodes (fig. 2).

Since with plates of this kind, the electric field spectrum changes with the direction of magnetic induction, the output voltage is not dependent on the magnetic field direction, i.e. $U_{20}(B) = U_{20}(-B)$.

Of relations (19), we obtain:

$$U_a(B) = U_{20}(B) \text{ and } U_b(B) = 0 \text{ since } R_b(B) = 0 \text{ and } R_{21}(B) = R_{12}(B) = R_a(B).$$

The semi-conductor plate, entirely comprised between electrodes, is a reciprocal circuit.

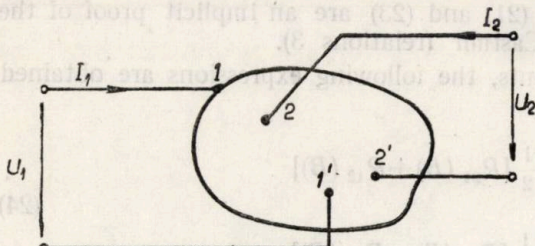


Fig. 2.

β . The experimental results obtained with transfer resistances and the relevant couple of components, have corroborated the relations discussed in term of a Hall plate of arbitrary geometric shape.

Fig. 3 illustrates the variation of the transfer resistances and the R_a , and R_b components, in function of magnetic induction, in case of a Hall plate made of germanium, with practically punctiform electrodes.

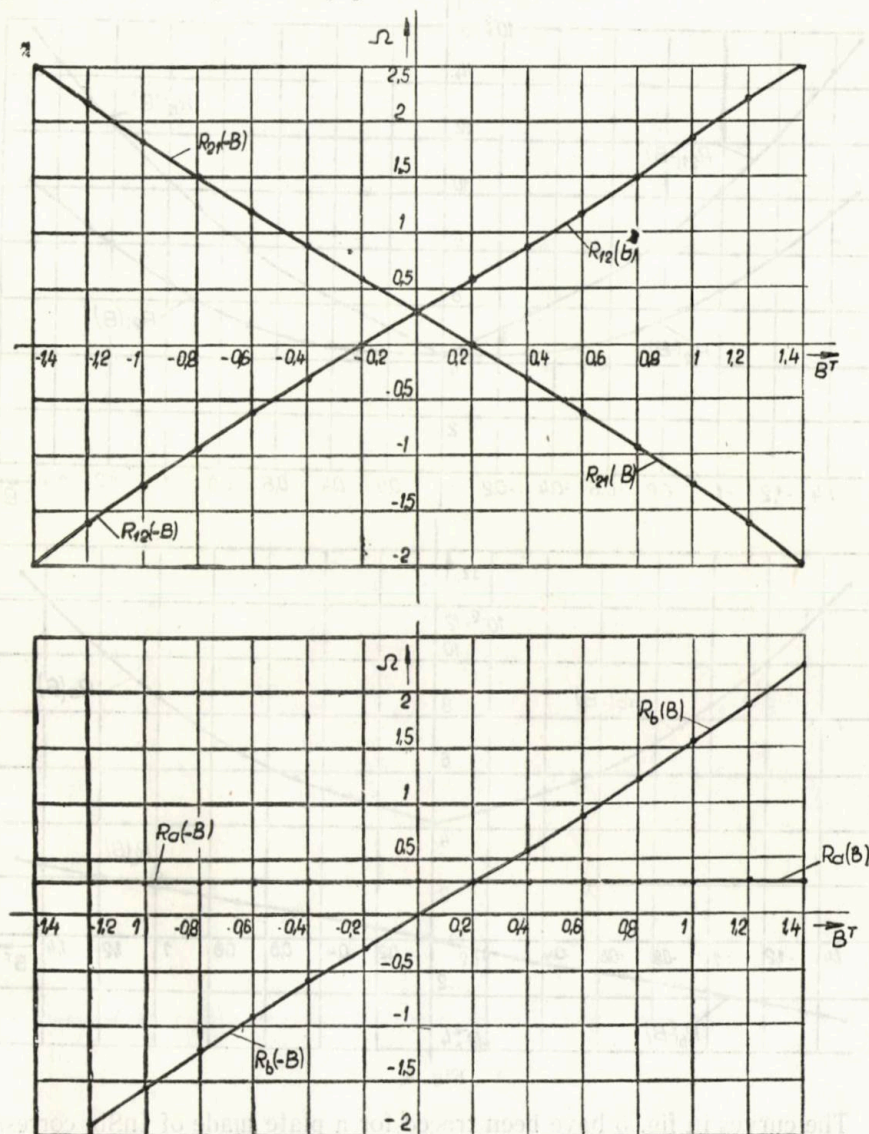


Fig. 3.

Fig. 4 is concerned with a plate made of InSb, of arbitrary geometric shape, feeding being at the adjugent electrodes; input terminals $12'$, output terminals $21'$ (fig. 1). In this case, $R_a > R_b$, while R_a shows a marked variation depending on magnetic induction.

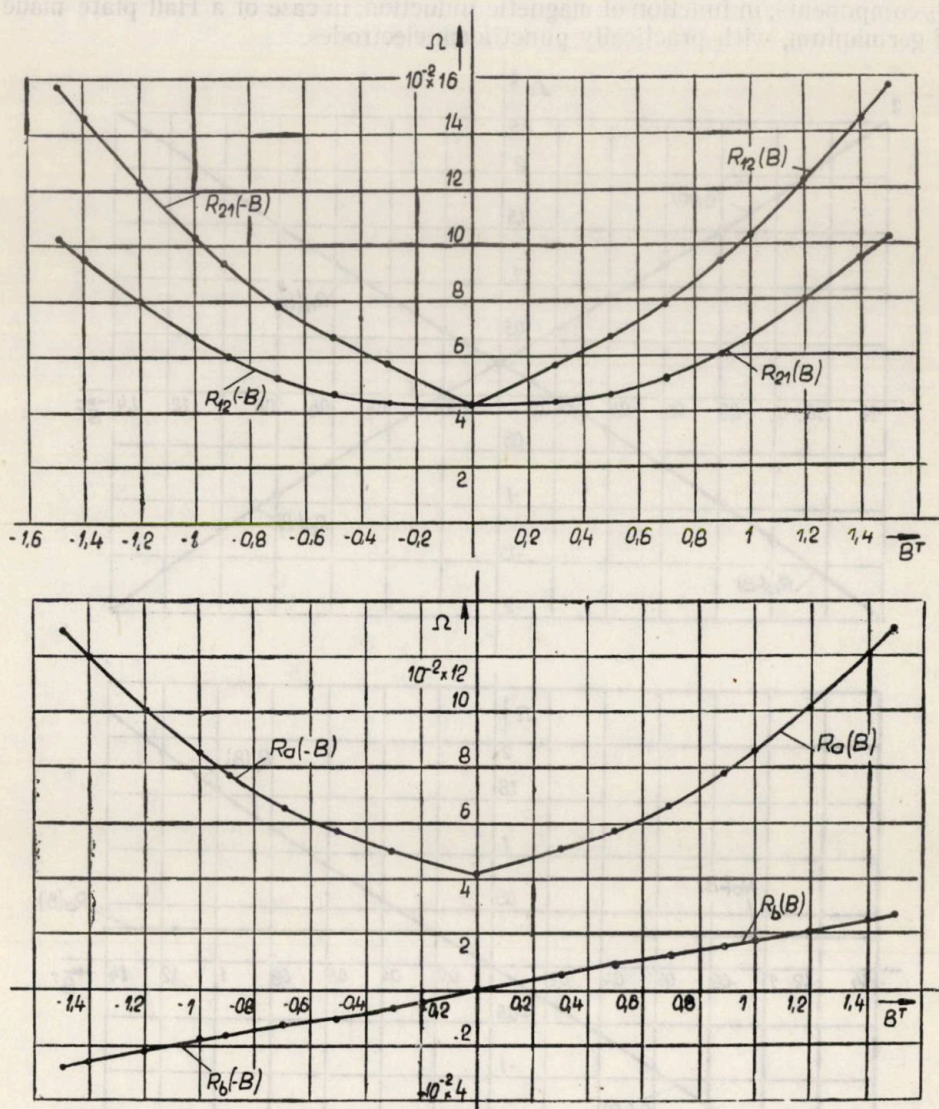


Fig. 4.

The curves in fig. 5 have been traced for a plate made of InSb, corresponding to a dual-connected domain.

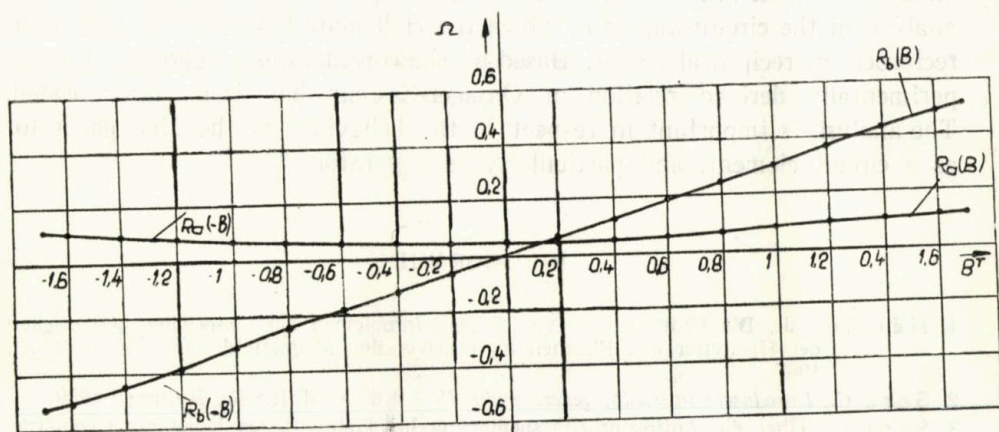
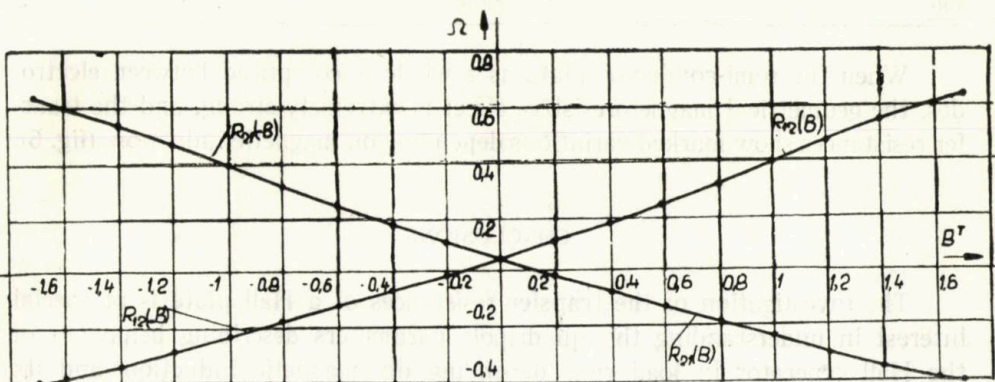


Fig. 5.

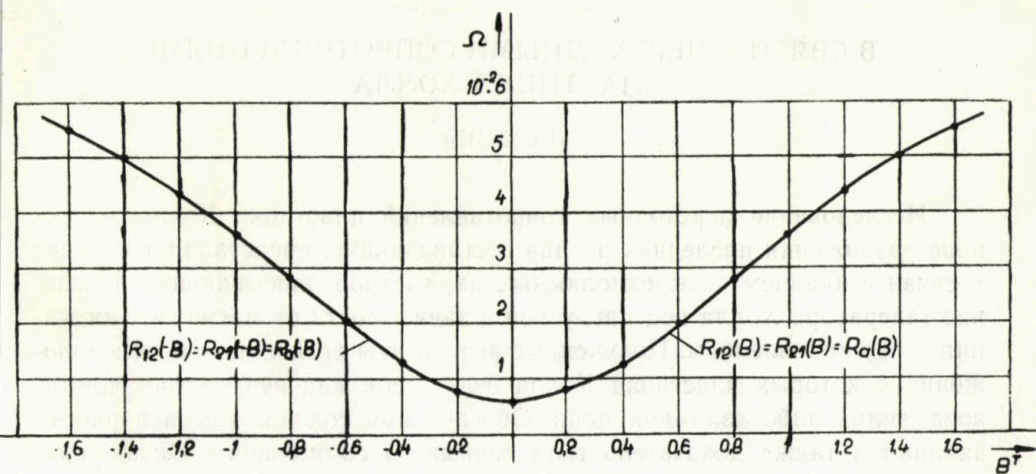


Fig. 6.

When the semi-conductor plate as a whole is comprised between electrodes, the geometrical magnetoresistive effect is extremely strong, and the transfer resistances show marked variations depending on magnetic induction (fig. 6).

CONCLUSIONS

The investigation of the transfer resistances of a Hall plate is of special interest in understanding the quadripole parameters describing behaviour of the Hall generator in load run, depending on magnetic induction and its direction. On the other hand, the investigation performed has made possible an analysis of the circumstances in which the Hall plate is a nonreciprocal, anti-reciprocal or reciprocal circuit. Based on the considerations reported, the experimentally derived relation of Onsager-Casimir has been corroborated. The analysis is important in respect to the behaviour of the Hall generator as a circuit element, and particularly as a gyrator.

BIBLIOGRAFIE

1. Häusler J., Die Untersuchung von Potentialproblemen bei tensorieller Leitfähigkeit der Halbleiter und Plasmen im transversalen Magnetfeld. Dis. TH Stuttgart, 1967.
2. Şora C., *Introducere în studiul generatorului Hall*. Ed. Acad. R.S.R., Bucureşti 1969.
3. Şora C., Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie. Revue Roumaine des sciences techniques, 4, 1971.

В СВЯЗИ С ПЕРЕХОДНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ ПЛАСТИНКИ ХОЛЛА

(РЕЗЮМЕ)

Исследование переходных сопротивлений пластинки Холла, на основе разложения последних на два составляющие, представляет интерес в связи с знанием четырехполюсных параметров описывающих поведение генератора Холла под нагрузкой в зависимости от магнитной индукции и её направлением. Полученные результаты позволяют анализ положений в которых пластинка Холла ведет себя как невзаимная, противовзаимная либо взаимная цепь. Обоснования содержащиеся в работе являются также доказательством взаимного соотношения Онсаджера-Казимира, определенного экспериментальным путём.

ASUPRA REZISTENȚELOR DE TRANSFER ALE UNEI PLĂCI HALL

(REZUMAT)

Studiul efectuat asupra rezistențelor de transfer ale unei plăci Hall prezintă importanță în legătură cu cunoașterea parametrilor cuadripolari care descriu comportarea generatorului Hall în sarcină în funcție de inducția magnetică și sensul acesteia. Pe de altă parte studiul efectuat a permis analizarea situațiilor în care placa Hall reprezintă un circuit nerecipro, antirecipro sau reciproc. Pe baza considerațiilor prezentate s-a demonstrat relația de reciprocitate, dedusă experimental, a lui Onsager-Casimir. Analiza efectuată prezintă importanță în legătură cu comportarea generatorului Hall ca element de circuit și în particular ca girator.

APARAT PENTRU DETERMINAREA FACTORULUI DE DEFORMARE

DE

D. FRÄNKEL, I. VETREȘ, AL. PUHALA

1. CONSIDERAȚII GENERALE

Dezvoltarea în serie Fourier a curentului nesinusoidal i cu pulsația fundamentală ω este

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} i_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (1)$$

Abaterea de la forma sinusoidală se datorește armonicilor superioare (componenta continuă I_0 nu produce deformare), a căror sumă se numește reziduu deformant

$$i_d = \sum_{k=2}^{\infty} i_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (2)$$

Valoarea efectivă a curentului nesinusoidal i are expresia

$$I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \quad (3)$$

iar a rezidului deformant

$$I_d = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (3')$$

în care I_k este valoarea efectivă a armonicii de ordinul k .

Factorul de deformare se definește prin raportul

$$K_d = \frac{I_d}{\sqrt{I^2 - I_0^2}} \quad (4)$$

Mărimile $I^2 - I_0^2$ se obține simplu eliminând componenta continuă a curentului cu ajutorul unui condensator sau al unui transformator. În cele ce urmează se va presupune că I_0 este 0.

În principiu există două grupe de metode de determinare a factorului de deformare. La prima se elimină prin filtrare armonica de bază a curentului,

obținându-se astfel i_d . La a doua se separă prin filtrare sau cu ajutorul unor scheme electronice pretențioase armonica de bază a curentului, i_1 , și scăzînd-o din i se obține i_d . Realizarea corespunzătoare a filtrelor pentru frecvența industrială este extrem de dificilă, iar metodele fără filtru sînt mult prea complicate.

2. PRINCIPIUL APARATULUI

Principiul aparatului se încadrează în cea de a doua grupă de metode de măsurare și are avantajul că este simplu și nu necesită filtre. După cum s-a arătat metoda adoptată constă în a scădea din curentul i supus analizei un curent egal cu armonica de bază i_1 a acestuia. Curentul i_1 se realizează fizic cu ajutorul unui regulator de fază și a unui multiplicator, iar scăderea $i - i_1$ se efectuează trecînd prin același element curenții i și i_1 în sensuri opuse.

Regulatorul de fază debitează un curent sinusoidal i^* de frecvența armonicii de bază, avînd amplitudinea și faza reglabile. Multiplicatorul efectuează produsul dintre curentul i^* și diferența $i' = i - i^*$. Notînd cu ψ_1 defazajul dintre i^* și i_1 , pentru valoarea mijlocie pe o perioadă a acestui produs se obține expresia

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^* (i - i^*) dt = I^* (I_1 \cos \psi_1 - I^*) \quad (5)$$

în care s-a ținut cont că valoarea mijlocie pe o perioadă a produselor unor mărimi sinusoidale de frecvențe diferite este nulă. Dacă inițial se ia I^* mai mare ca I_1 , ceea ce înseamnă implicit $I^* > I_1$, valoarea mijlocie a produsului considerat măsurată cu multiplicatorul este negativă. Ea trece printr-un minim cînd ψ_1 este nul. Se reglează deci faza curentului i^* , menținîndu-i neschimbată valoarea efectivă, pînă cînd multiplicatorul indică un minim. S-a realizat astfel coincidența de fază dintre i^* și i_1 . Apoi se reduce valoarea efectivă I^* pînă cînd multiplicatorul indică 0. În aceste condiții curentul i^* este egal cu armonica de bază i_1 a curentului i , iar i' este egal cu i_d .

Valorile efective ale curenților i și $i_d = i - i_1$ pot fi măsurate cu ampermetre electrodinamice sau feromagnetice. Pătratele valorilor efective ale aceluiași curenți pot fi măsurate cu multiplicatorul utilizat la stabilirea egalității $i^* = i_1$, deoarece

$$\frac{1}{T} \int_0^T i i dt = I^2 \quad (6)$$

respectiv

$$\frac{1}{T} \int_0^T i (i - i^*) dt = I_d^2 \quad (6')$$

3. SCHEMA APARATULUI

Multiplicatorul poate fi un dispozitiv electrodinamic, un traductor magnetorezistiv sau un traductor Hall. S-a ales traductorul Hall, deoarece este mai sensibil decît cel electrodinamic și mai simplu decît cel magnetorezistiv.

Diferența $i - i^*$ poate fi proporțională cu curentul de comandă al sondei Hall, i_c , sau cu inducția magnetică (folosind un traductor Hall cu două înfășurări de excitație). S-a admis prima soluție, pentru că rezistența sondei este mică în comparație cu impedanța înfășurării de excitație și în plus cuplajul magnetic dintre înfășurări este o sursă de erori suplimentare. Pentru a asigura proporționalitatea dintre i_c și $i' = i - i^*$ cele două circuite parcurse de curenții i și i^* trebuie să fie separate galvanic, folosind un transformator de separare într-unul din cele două circuite. În cazul cînd curentul de analizat I este mai mare decît curentul ce-l poate debita regulatorul de fază, se folosește un transformator de curent care servește simultan și la separarea galvanică a celor două circuite. Deoarece transformatorul de curent implică cerința suplimentară ca impedanța sa de sarcină să fie inferioară unei limite date, se va considera în cele ce urmează că separarea galvanică este realizată prin transformatorul de curent. În acest fel se obțin rezultate general valabile.

Se vor considera două scheme, prima la care I și I_d se măsoară cu ampermetre (fig. 1) și a doua la care și curenții se măsoară cu multiplicatorul (fig. 2). Rezistența R în paralel cu sonda servește la lîmțarea curentului de comandă.

Egalitatea dintre i^* și i_1 se stabilește la ambele scheme cu aceeași metodă descrisă în paragraful 2. În acest scop comutatoarele k_1 și k_2 sînt în poziția 1, iar întrerupătorul k_3 este închis (fig. 2).

Curenții I respectiv I_d se măsoară în prima schemă cu ampermetrele electrodinamice sau feromagnetice. În a doua schemă pătratele acestor curenți, I_d^2 respectiv I^2 , se măsoară cu galvanometrul comutînd k_1 și k_2 în poziția 2 și lăsînd k_3 închis la măsurarea lui I_d^2 respectiv deschizîndu-l la măsurarea lui I^2 . Dacă U_{Ha} respectiv U_H sînt indicațiile galvanometrului, factorul de deformare este

$$K_d = \sqrt{\frac{U_{Ha}}{U_H}} \quad (7)$$

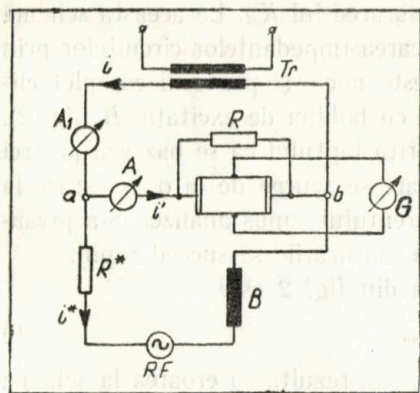


Fig. 1

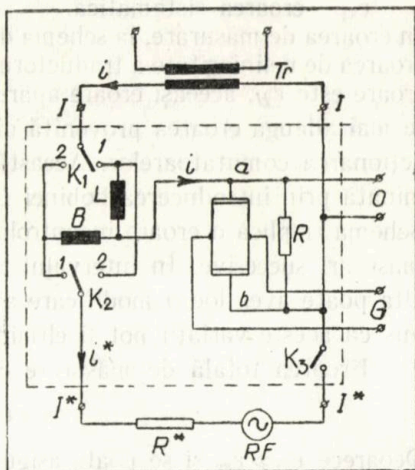


Fig. 2.

La ambele măsurări sonda se află în același cîmp magnetic și la aceeași temperatură (măsurările se succed rapid, deci mărirea curentului din sondă, adică creșterea efectului Joule nu se manifestă în intervalul de timp de trecere de la curentul i_d la i). Ca urmare se poate admite că sensibilitatea K a sondei, dependentă de inducție și temperatură rămîne aceeași la cele două măsurări și nu intervine în K_d .

Ambele scheme sînt afectate de o eroare sistematică ε_s rezultată din faptul că curentul i' nu este egal cu $i - i^*$. Dacă se notează prin Z' impedența echivalentă între nodurile a și b , prin Z impedența echivalentă a circuitului regulatorului și prin Z_e impedența echivalentă a transformatorului redus la secundar forma complexă a curentului I' este

$$I' = I_s \frac{Z}{Z + Z'} - I_s^* \frac{Z_e}{Z_e + Z'} \quad (8)$$

unde I_s este curentul I cînd regulatorul de fază este scurtcircuitat, iar I_s^* este curentul I^* cînd sursa curentului I este scurtcircuitată. Această eroare este mai mare la schema din fig. 1 deoarece Z' include și impedența ampermetrului. Ori curentul I_d fiind mic, impedența ampermetrului este mare. Aceasta impune și folosirea unor transformatoare de curent cu impedența de sarcină admisibilă mare.

Eroarea de măsurare la schema din fig. 1 este

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_{s1} \quad (9)$$

ε_0 — eroarea traductorului Hall ca indicator de nul;

ε_1 — eroarea ampermetrului A_1 ;

ε_2 — eroarea ampermetrului A ;

ε_{s1} — eroarea sistematică.

În eroarea de măsurare, la schema din fig. 2 nu apare ε_1 și ε_2 intervine în schimb eroarea de neliniaritate a traductorului Hall ε_H . Dacă la măsurarea lui I^2 această eroare este ε_H , aceeași eroare apare și la măsurarea lui K_d . La această schemă se mai adaugă eroarea provenită din modificarea impedanțelor circuitelor prin acționarea comutatoarelor. Această eroare este mică și poate fi complet eliminată prin introducerea bobinei L identică cu bobina de excitație B (fig. 2). Schema implică o eroare incontrollabilă datorită faptului că se bazează pe trei măsurări succesive. În intervalul de timp care se scurge de la o măsurare la alta poate avea loc o modificare a însuși curentului supus analizei. S-a presupus că aceste variații pot fi eliminate, dacă măsurările se succed rapid.

Eroarea totală de măsurare cu schema din fig. 2 este

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_H + \varepsilon_{s2} \quad (10)$$

Deoarece $\varepsilon_{s1} \gg \varepsilon_{s2}$ și se poate asigura $\varepsilon_H \cong \varepsilon_1 + \varepsilon_2$ rezultă că eroarea la schema din fig. 2 este mai mică, motiv pentru care s-a ales aceasta.

4. PREZENTAREA APARATULUI

Traductorul Hall este constituit dintr-un circuit magnetic din permalloy cu întrefierul de 1 mm, o înfășurare de excitație cu 115 spire cu impedanța de $0,6 \Omega$, o sondă din InSb cu rezistența $R_c = 0,6 \Omega$ (se includ și rezistențele firelor de legătură).

În fig. 3 se reprezintă caracteristica $U_H = f(I)$ a sondei avînd curentul de excitație I și curentul de comandă proporțional cu I , pentru cazul unui curent sinusoidal. În fig. 4 se reprezintă caracteristica $\frac{U_H}{I} = f(I)$ corespunzătoare.

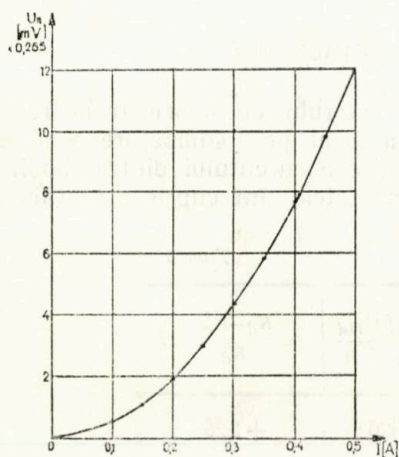


Fig. 3.

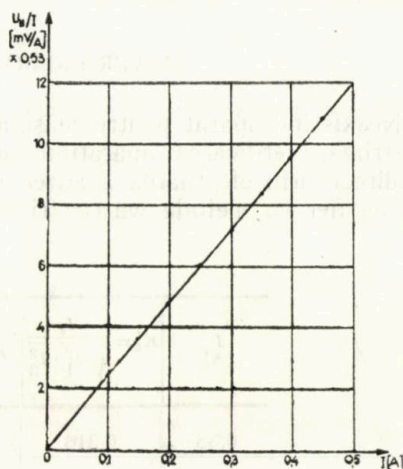


Fig. 4.

toare. Eroarea de neliniaritate calculată pentru punctul cu abaterea cea mai mare este $\varepsilon_H = 0,833\%$. Menționăm că au fost determinate aceste caracteristici și pentru cazul unui curent nesinusoidal, ele suprapunîndu-se peste caracteristicile obținute în cazul curentului sinusoidal.

Se prevede ca sursa curentului i^* , reglabil ca valoare efectivă și fază, să fie decalorul produs de IRME. Tensiunea maximă fiind 380 V, curentul admisibil 0,5 A, rezultă că în serie cu decalorul trebuie conectată rezistența $R^* = 600 \Omega$, iar în paralel cu sonda rezistența $R = 0,2 \Omega$. În locul bobinei L s-a introdus în aparat rezistența $R_1 = 0,6 \Omega$. În cazul folosirii unui transformator de curent se impune ca impedanța de sarcină admisibilă să fie de cel puțin $0,8 \Omega$. Se prevede utilizarea unui galvanometru cu sensibilitatea de $2 \mu\text{V/div}$. Presupunînd că o jumătate de diviziune poate fi încă bine sesizată și ținînd cont că la $I = 0,5 \text{ A}$ s-a obținut 2 400 de μV , eroarea datorată pragului de sensibilitate este la 0,5 A, $\varepsilon_0 = \frac{1}{2400} = 0,04\%$. Această eroare crește pătratic cu micșorarea curentului ajungînd pînă la 1%. Eroarea sistematică este egală cu raportul rezistențelor $R = 0,2 \Omega$ și $R^* = 600 \Omega$, $\varepsilon_{s2} = 0,033\%$.

Eroarea totală a măsurării, în cazul cel mai dezavantajos este $\varepsilon_{max} = \varepsilon_{0\ max} + \varepsilon_{I7} + \varepsilon_{s2} = 1,866\%$.

Aparatul are următoarele perechi de borne : bornele I la care se conectează în serie circuitul curentului de analizat, bornele I^* la care se conectează decalorul în serie cu rezistența R^* , bornele G la care se conectează galvanometrul și bornele O destinate conectării la un osciloscop, în scopul vizualizării variației în timp a reziduuului deformant.

Obs. importantă: Deoarece la reglarea fină a fazei la decalor, curentul nu-și păstrează valoarea riguros constantă este necesar să se conecteze în serie cu R^* un ampermetru și la stabilirea minimului se menține I^* constant prin modificarea corespunzătoare a tensiunii aplicate.

5. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

Neexistînd aparat pentru măsurarea factorului de deformare la frecvența industrială, verificarea aparatului nu s-a făcut prin comparare nemijlocită, ci indirect prin efectuarea analizei armonice a curentului dintr-o bobină cu miez de fier cu metoda wattmetrică. Rezultatele sînt cuprinse în tabelul 1.

Tabelul 1

I [A]	$K'_d = \frac{I_s}{\sqrt{I_1^2 + I_3^2}}$	$K_d = \sqrt{\frac{U_{Hd}}{U_H}}$	$\varepsilon = \frac{K_d - K'_d}{K_d} 100\%$
0,33	0,316	0,320	+1,25
0,4	0,332	0,339	+2,07
0,5	0,341	0,342	+0,30

Aceste rezultate nu constituie o verificare a preciziei aparatului, avînd în vedere că metoda wattmetrică de analiză nu este precisă și că în calculul lui K'_d nu s-a ținut seama de armonicile superioare.

BIBLIOGRAFIE

1. Nicolau E., *Măsurări în radiotehnică*, vol. II, Edit. Tehnică, București, 1956.
2. Patent U.R.S.S. Nr. 248062.
3. Patent U.R.S.S. Nr. 245203.
4. Patent U.R.S.S. Nr. 266049.
5. Fränkel D., Vetreș I., Puhala A., *Lucrări de cercetare, experimentare și execuție a unui aparat pentru măsurarea parametrilor corespunzători armonicii de bază a bobinelor cu miez și a unui aparat pentru măsurarea factorului de distorsiune a curentului, bazate pe efectul Hall pentru laboratorul F.A.E.M., contract de colaborare nr. 1513 din 1973.*
6. Fränkel D., *Efecte galvanomagnetice*, Editura Facla, 1974, Timișoara.

ПРИБОР ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ИСКАЖЕНИЯ (РЕЗЮМЕ)

Сумма всех гармоник тока определяется вычитанием из тока его основной гармоники, снабженной синусоидальным источником электро-движущей силы с регулируемой амплитудой и фазой. Равенство между данным током и основной гармоникой анализируемого тока устанавливается при помощи датчика Холла. Измеряются корень суммы квадратов действующих значений всех гармоник и действующее значение тока и вычисляется их соотношение равное с коэффициентом искажения.

EIN MESSGERÄT FÜR DIE BESTIMMUNG DES KLIRRFAKTORS (ZUSAMMENFASSUNG)

Der Gehalt von Oberwellen in einem nichtsinusförmigen Wechselstrom kann durch die Subtraktion der Grundschiwingung vom gesamten Strom erhalten werden. Dabei kann die Grundschiwingung von einer unabhängigen Stromquelle mit regelbarer Amplitude und Phasenwinkel erhalten werden. Die Gleichheit der beiden Ströme (Amplitude und Phase) wird mit Hilfe eines Hallgenerators ermittelt. Es wird der Effektivwert aller Oberwellen und der Effektivwert des Ströme gemessen und daraus der Klirrfaktor bestimmt.

UMLAUT UND OBERWEIßUNG DER KONSONANTEN

(Forts.)

Die Umlautbildung ist eine der wichtigsten Erscheinungen in der Geschichte der germanischen Sprachen. Sie ist eine Lautverschiebung, die in der Regel aus einem i oder u in der Silbe hervorgeht, die vor der Konsonant steht, die umgelenkt wird. Diese Umlautbildung ist in der Regel eine Folge der Assimilation der Konsonanten an den Vokal, der sie folgt. Die Umlautbildung ist in der Regel eine Folge der Assimilation der Konsonanten an den Vokal, der sie folgt.

EIN MESSGERÄT FÜR DIE BESTIMMUNG DES KAPAZITÄTS

(Zusammenfassung)

Das Gerät zur Messung der Kapazität ist ein in der Physik bekanntes Messgerät. Es besteht aus einem Messzylinder, in dem ein Flüssigkeitsniveau markiert ist. Die Kapazität wird durch das Volumen des Flüssigkeits bestimmt, das in dem Zylinder enthalten ist. Die Kapazität wird durch das Volumen des Flüssigkeits bestimmt, das in dem Zylinder enthalten ist.

CONTRIBUȚII LA OPTIMIZAREA CALCULULUI PIERDERILOR DIN MIEZUL MOTOARELOR ASINCRONE LA MERSUL ÎN GOL

DE

I. NOVAC

1. INTRODUCERE

Calculul pierderilor din miezul motoarelor asincrone moderne executat după metoda clasică conduce, în general, la valori mai mici decât cele reale. Explicația constă în faptul că pentru tolele utilizate în prezent, a căror tehnologie de fabricație diferă apreciabil de aceea a tolelor folosite până de curând, o serie de ipoteze care se admit în cadrul metodicii clasice de calcul și-au pierdut valabilitatea. Astfel :

a) Ipoteza dependenței pătratice a pierderilor specifice în fier de inducția magnetică, acceptată aproape unanim în cadrul metodicii clasice de calcul, se dovedește a fi o sursă de erori nu lipsită de importanță în cazul tolelor folosite în prezent. Această afirmație este justificată de rezultatele încercărilor efectuate pe diversele sortimente de tole utilizate în ultimii ani în construcția de motoare asincrone de către EMT (de fapt, și de celelalte întreprinderi constructoare de mașini electrice din țară), care arată (fig. 1) că creșterea pierderilor specifice p_{Fe} cu inducția magnetică B este mult mai rapidă decât cu pătratul lui B .

b) Influența ștanțării tolelor și a prelucrării miezului asupra pierderilor prin istereză și prin curenți turbionari este diferită, de asemenea natura magnetizării în jug și dinți [1], [2], [3]. În aceste condiții, adoptarea unui factor de corecție k_c global, așa cum se procedează de multe ori, introduce inevitabil erori de calcul mai mult sau mai puțin importante.

c) Pierderile suplimentare prin pulsație în dinți, dar și cele de suprafață, determinate de oscilațiile câmpului magnetic în dinți, care au loc cu frecvențe ce depășesc 1 000 Hz,

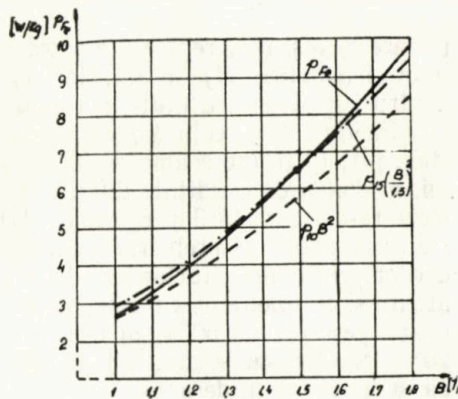


Fig. 1.

nu mai sînt neglijabile la inducțiile mărite care se adoptă în cazul tolelor actuale.

2. MIJLOACE PROPUSE PENTRU OPTIMIZAREA CALCULULUI

Mai ales în condițiile procurării tolelor de către fabricile constructoare de motoare asincrone, pe parcursul procesului de producție, de la diferite firme, pentru a se asigura o bază corectă a calculului se impune ca pierderile principale în fier să se determine pe baza curbei pierderilor specifice a sortimentului de tole folosite, ridicată experimental. Ipoteza dependenței patratice a pierderilor specifice de inducția magnetică, conform relației $p = p_{10} B^2$, trebuie definitiv abandonată.

Pentru o apreciere corespunzătoare a factorilor de corecție de luat în considerație ideal ar fi ca pierderile specifice să se determine separat pe cele două categorii de pierderi din fier (prin istereză și prin curenți turbionari). Acest lucru întîmpină, în condițiile uzinale obișnuite, dificultăți ce nu pot fi depășite. În această situație, se propune folosirea raportului ξ dintre pierderile prin istereză p_H și cele prin curenți turbionari p_F determinat pe baza rezultatelor cunoscute privind valorile acestui raport pentru diferite calități de tole [1], anume admițînd o variație liniară a lui p_H și p_F în funcție de pierderile caracteristice p_{15} . Pentru tole de 0,5 mm și avînd $p_{15} = 6,6$ W/kg de exemplu (calitatea de tole avînd p_{Fe} reprezentate în figura 1) rezultă, procedînd în acest fel, valoarea $\xi = p_H/p_F = 1,95$ ($p_H = 0,173 \cdot p_{15} + 0,8$ și $p_F = 0,272 \cdot p_{15} - 0,8$).

Raportul ξ odată determinat, pierderile în jug și în dinți pot fi exprimate sub forma :

$$P_{Fej} = \left(k_{Hj} \frac{\xi}{1+\xi} + k_{Fj} \frac{1}{1+\xi} \right) p_{Fej} M_j = k_{ej} p_{Fej} M_j, \quad (1)$$

$$P_{Fed} = \left(k_{Hd} \frac{\xi}{1+\xi} + k_{Fd} \frac{1}{1+\xi} \right) p_{Fed} M_d = k_{ed} p_{Fed} M_d, \quad (2)$$

în care p_{Fej} și p_{Fed} reprezintă pierderile specifice în tole corespunzătoare inducțiilor magnetice B_j și B_d , iar k_{Hj} , k_{Fj} , k_{Hd} și k_{Fd} factorii de corecție pentru jug și pentru dinți în funcție de natura pierderilor.

Factorii de corecție k_H și k_F rezultă ca produsul a doi factori ([1] — pg. 200, 206), primul ținînd seama de influența ștanțării tolelor și a prelucrării statorului, al doilea de condițiile diferite de producere a pierderilor în jug și în dinți. Rezultatele cercetărilor efectuate [1] arată că majorarea pierderilor datorită ștanțării tolelor și prelucrării miezurilor este mult mai sensibilă în cazul pierderilor prin curenți turbionari decît al pierderilor prin istereză. La o prelucrare atentă și cu unelte de calitate, se poate aprecia că pierderile prin curenți turbionari cresc cu cca 50%, în timp ce cele prin istereză numai cu aproximativ 20%. Notînd cu semnul (*) factorii de creștere (corecție) respectivi, rezultă că se poate considera că

$$k'_{Fj} \cong k'_{Fd} \cong 1,5,$$

$$k'_{Hj} \cong k'_{Hd} \cong 1,2.$$

În ceea ce privește factorii de corecție care reflectă influența caracterului magnetizării, cărora le vom asocia semnul ("), la mașinile cu câmp învârtitor se recomandă [1], [2] valorile:

$$k''_{Fj} \cong 1,02 - 1,5, \quad k''_{Hj} \cong 1,8, \quad k''_{Fa} \cong k''_{Ha} \cong 1,$$

diferențele care intervin explicându-se prin aceea că în jug magnetizarea este în esență o magnetizare rotitoare, în timp ce în dinții magnetizarea este aproape pur alternativă. Valoarea concretă a lui k''_{Fj} depinde de numărul perechilor de poli p și de raportul h_j/τ .

Ținând seama de aceste valori ale factorilor de corecție din categoria k' , respectiv k'' , factorii k_{cj} și k_{ca} din relațiile (1) și (2) obțin expresiile:

$$k_{cj} \cong 2,15 \frac{\xi}{1+\xi} + 1,5 \cdot k'_{Fj} \cdot \frac{1}{1+\xi}, \quad (3)$$

$$k_{ca} \cong 1,2 \frac{\xi}{1+\xi} + 1,5 \frac{1}{1+\xi}. \quad (4)$$

În baza celor arătate, se desprinde concluzia că, pentru a se reduce erorile de calcul, pierderile principale în miezul motoarelor asincrone trebuie determinate cu relațiile (1) și (2), în care k_{cj} și k_{ca} sînt dați de (3) și (4).

Pentru calitatea de tole caracterizată prin curba $p_{Fe} = f(B)$ reprezentată în figura 1 și referindu-ne la o mașină cu $p=2$ și $h_j/\tau=0,4$ factorii de corecție rezultă, conform (3) și (4), ca fiind egali cu $k_{cj} \cong 2,2$ și $k_{ca} \cong 1,6$.

În fine, pentru un calcul corect este recomandabilă determinarea și a pierderilor suplimentare prin pulsație și de suprafață, din ambele armături, pe baza relațiilor lor exacte, întrucît la inducțiile magnetice mărite care caracterizează solicitarea miezurilor mașinilor asincrone actuale aceste pierderi nu mai rezultă atît de reduse ca la mașinile de construcție mai vechi.

În ceea ce privește pierderile prin pulsație, calculele arată că în situațiile cele mai nefavorabile ele pot obține, numai în dinții unei armături, valori de ordinul a 30–40% din pierderile principale în dinții. Pierderile de suprafață, la rîndul lor, pot să urce în anumite cazuri pînă la 10–15% din pierderile principale p_a .

Pentru calculul pierderilor specifice prin pulsație în dinții statorului mașinii asincrone literatura recomandă [1], [2] folosirea relației:

$$p_{P1} = \frac{1}{2} \cdot \sigma (f_1 \cdot B_{P1})^2 \cdot 10^{-4}, \quad (5)$$

unde σ reprezintă constanta de material pentru pierderile prin curenți turbionari, B_{P1} — amplitudinea pulsațiilor inducției în dinții statorici, iar

$$f_1 = Z_2 n \quad (6)$$

este frecvența pulsației cîmpului în dinții statorului (Z_2 — numărul de dinți din rotor). Relațiile (5) și (6) sînt scrise considerînd mărimile exprimate în unități MKSA.

Pierderile prin pulsație reale sînt mai mari decît cele corespunzătoare pierderilor specifice determinate cu relația (5), datorită prelucrării dinților; coeficientul de corecție se consideră, pentru siguranță, $k_p \cong 1,8$ [1].

Se demonstrează că inducția B_{P1} se poate calcula cu suficientă exactitate cu relația

$$B_{P1} \cong \frac{\gamma_2 \delta}{2t_1} \cdot B_{d1}, \quad (7)$$

în care

$$\gamma_2 \delta = \frac{s_2^2}{5\delta + s_2} \quad (8)$$

unde s_2 și δ au semnificațiile obișnuite (deschiderea creștăturii rotorice, respectiv întrefierul).

Pierderile prin pulsație în dinții rotorului se obțin cu aceleași relații, în care indicii 1 și 2 se schimbă între ei.

Relația (5) se bazează pe ipoteza că pierderile prin pulsație variază patratic cu inducția magnetică în raport cu pierderile la $B=1$ T.

Pentru a se face corectura necesară pentru tolele folosite în prezent se propune calcularea pierderilor prin pulsație în funcție de pierderile principale p_{Fa} din dinții statorici datorită curenților turbionari, admițînd că (v. fig. 1)

$$p_F \cong p_{F15} (B/1,5)^2. \quad (9)$$

În literatură [1], [2], [3], pentru pierderile prin curenți turbionari este stabilită relația

$$p_F = \sigma (f \cdot B)^2 \cdot 10^{-4}, \quad (10)$$

în care f este frecvența normală de lucru.

Rezultă că raportul dintre pierderile reale prin pulsație și pierderile reale principale prin curenți turbionari din dinții mașinii este:

$$\frac{P_{P1}}{P_{Fa}} = \frac{k_p \cdot p_{P1} \cdot G_{d1}}{k_{Fa} \cdot p_{Fa} \cdot G_d} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_p}{k_{Fa}} \cdot \left(\frac{f_1 \cdot B_{p1}}{f \cdot B_d} \right)^2. \quad (11)$$

Pentru că pierderile P_{P2} se exprimă asemănător cu P_{P1} , prin schimbarea indicelui 1 cu indicele 2, pentru pierderile principale din dinți prin curenți turbionari nu s-a mai asociat nici un indice.

Admițînd că acest raport se menține practic același și la tolele actuale, relația (11) poate fi folosită pentru determinarea aproximativ corectă a pierderilor p_{P1} dacă pentru pierderile principale p_{Fa} se consideră valoarea corectă

$$p_{Fa} = \frac{p_{Fed}}{1 + \xi}. \quad (12)$$

Pierderile prin pulsație în dinții rotorului se pot calcula cu relația (11) în care indicele 1 se înlocuiește cu indicele 2.

Relațiile de calcul ale pierderilor de suprafață se pot stabili similar, admitând aceleași ipoteze.

3. REZULTATELE EXPERIMENTALE

Metodica de calcul a fost verificată pentru mai multe motoare din seriile unitare de mașini fabricate de EMT. Pentru fiecare tip de motoare s-au efectuat încercări asupra unui număr de 5–7 motoare, considerându-se drept curbă caracteristică $P_0=f(U)$ media celor n curbe experimentale. În figura 2 este reprezentată stabilirea curbei caracteristice $P_0=f(U)$ pentru motorul tip B3–160L de 11 kW și 1 000 rpm. Curba pierderilor în fier s-a determinat prin scăderea pierderilor medii de natură mecanică și prin efect Joule-Lenz.

Pierderile în fier astfel determinate au fost comparate cu cele rezultate prin calcul. Erorile constatate au fost de 3–6% pentru pierderile în fier la tensiunea nominală de 380 V, de 6–9% pentru cele corespunzătoare tensiunii de 350 V și de 4–7% pentru cele la 400 V.

În tabelul I sînt prezentate datele referitoare la motorul amintit anterior, inclusiv rezultatele calculului după metoda clasică conform căreia s-a admis că $p_{Fe}=p_{10} \cdot B^2$, $k_{cj} \cong k_{cd}=1,8$, $p_{s,pl}=0$.

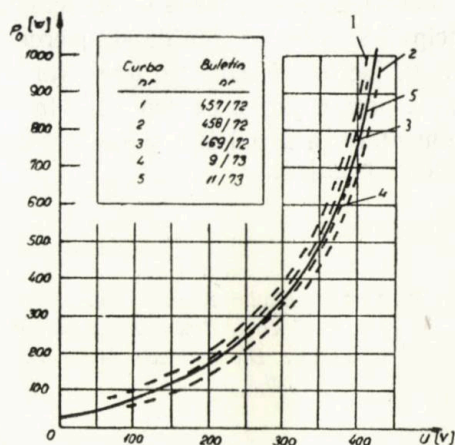


Fig. 2.

Tabelul I

Metoda de determinare	Pierderile P_{Fe} (W)		
	$U=350$ V	380 V	400 V
Experimental	339	441	548
Calculate	362	457	508
Calculate – met. clasică	275	322	356

Se observă reducerea substanțială a erorilor de calcul la folosirea metodicii de calcul propuse: de la –18,7% la 6,7% la tensiunea de 350 V, de la –27% la 3,6% la tensiunea nominală de 380 V (care interesează de fapt) și de la –33,2% la 7,3% la tensiunea de 400 V.

4. CONCLUZII

Rezultatele studiului efectuat conduc la concluzia că, în condițiile utilizării tolelor actuale și a solicitării lor magnetice mai puternice, ipoteza pierderilor specifice dependente de inducția magnetică după relația $p_{Fe} = p_{10} \cdot B^2$, considerarea unui factor de corecție global adoptat în mare măsură cu multă aproximație și neglijarea pierderilor suplimentare conduc inevitabil la erori inadmisibile.

Pentru reducerea lor la valori acceptabile urmează ca la calculul pierderilor principale să se ia în considerare pierderile specifice reale (determinate experimental), factorii de corecție (creștere) a pierderilor principale să se determine separat pentru jug și pentru dinți în modul propus în lucrare, iar pierderile suplimentare prin pulsație și de suprafață să fie calculate și nu approximate, respectiv neglijate.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Richter *Mașini electrice*, vol. I, Ed. Tehnică, 1958.
2. I. M. Postnikov, *Proiectarea mașinilor electrice*, Ed. Energetică de Stat, 1945.
3. M. Liwschitz, *Die elektrische Maschinen*, Band III, Verlag und Druck von G.B. Taubner, 1939.

К ОПТИМИЗАЦИИ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В СЕРДЕЧНИКЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

(РЕЗЮМЕ)

Опыт определяет что между расчётными потерями в сердечнике и потерями измеренными на стенде, часто возникают разницы доходящие до 30%. На основе критического анализа гипотез допустимых расчётом, демонстрируется что значительные погрешности могут быть внесены гипотезами относящимися к квадратичной зависимости специфичных потерь листовых сталей магнитной индукции, при выборе общего поправочного коэффициента в связи с влиянием обработки и при пренебрежении дополнительных потерь в железе. В виду более точного расчёта, предлагается учёт кривой эффективной зависимости потерь магнитной индукции, введение поправочных коэффициентов в отдельности для ярма и для зубьев, которым учитывалось бы в точности влияние обработки и разные условия появления потерь p_H и p_F в ярме и зубьях, соответственно конкретный расчёт дополнительных потерь.

Применяя вышеуказанные предложения, расчётные погрешности убывают до 36%, так как доказали испытания предпринятые на нескольких двигателях румынского производства:

CONTRIBUTIONS A L'OPTIMISATION DU CALCUL DES PERTES DANS LE NOYAU DES MOTEURS ASYNCHRONES À MARCHE À VIDE

(RÉSUMÉ)

L'expérience prouve qu'entre les pertes en noyau calculées et celles mesurées au stand, fréquemment interviennent des différences qui peuvent atteindre un pourcentage de 30%.

À base d'une analyse critique d'hypothèses de calcul admises, on démontre que d'importantes erreurs peuvent être introduites par les hypothèses relatives à la dépendance quadratique des pertes spécifiques des tôles d'induction magnétique, au choix d'un facteur global concernant l'influence de préparation et à la négligence de pertes supplémentaires en fer.

Vu qu'un calcul soit plus exact, on propose la considération de la courbe de dépendance réelle des pertes d'induction magnétique, l'introduction de quelques facteurs de correction, séparément pour la culasse et pour les dents, qui doit tenir compte de l'influence de la préparation et de différentes conditions de production de pertes p_H et p_F dans la culasse et dans les dents, respectivement le calcul concret de pertes supplémentaires.

Par l'application de ceux qu'on a proposé, les erreurs de calcul se réduisent à 3-6%, comme les recherches effectuées sur plusieurs moteurs de fabrication autochtone y ont prouvé.

CONTRIBUTIONS À L'OPTIMISATION DU CADRE DES PERTES DANS LE NOYAU DES MOTIFS ASYMÉTRIQUES À MARCHE À VITE

(Résumé)

1. L'expérience permet de constater que les pertes en matière de violence conjugale sont en forte augmentation, ce qui a des conséquences importantes sur la vie des victimes.

2. Dans une analyse critique de la littérature de violence conjugale, on constate que les différents auteurs ont adopté des approches théoriques et méthodologiques différentes, ce qui a conduit à des résultats parfois contradictoires.

3. On peut conclure que la violence conjugale est un phénomène complexe, qui nécessite une approche multidisciplinaire et une prise en compte des différents aspects de la violence conjugale, y compris les aspects juridiques, médicaux, psychologiques et sociaux.

4. La loi sur la violence conjugale a été adoptée en 1997, ce qui a permis de clarifier le cadre juridique de la violence conjugale et de renforcer la protection des victimes.

SISTEM AUTOMAT PENTRU SIMULAREA MOTORULUI DIESEL AL LOCOMOTIVELOR DIESEL ELECTRICE

DE

N. BUDIȘAN

1. INTRODUCERE

Pe măsura creșterii vitezelor de mers și a intensificării crescînde a exploataării căilor ferate, crește gradul de automatizare a conducerii locomotivelor, inclusiv a locomotivelor diesel-electrice. Elaborarea diferitelor dispozitive de automatizare reclamă determinarea experimentală a comportamentului acestora funcționînd în sistemele deservite sau în condiții similare asigurate prin simulare.

Lucrarea prezintă o instalație pentru simularea motorului diesel al locomotivelor diesel-electrice, realizată și folosită în laboratorul de automatică al IPTVT pentru studiul unor dispozitive de automatizare a transmisiei electrice a locomotivelor diesel-electrice.

2. CARACTERISTICILE DE SIMULAT

Funcționarea motorului diesel este caracterizată, în principal, de următoarele caracteristici [1]:

a) La un grad de injecție dat, variația puterii efective P , în funcție de turație, este aproape liniară iar cuplul efectiv M este aproape constant la variația turației, așa cum este arătat în figura 1, motorul putînd funcționa doar între anumite limite de turație n_{min} și n_{max} . La grade de injecție diferite le corespund două familii de curbe similare celor din figura 1.

b) La grade de injecție diferite, o anumită putere P_x se realizează la turații diferite $n_1, n_2, n_3, \dots$ cu diferite consumuri specifice de combustibil $c_1, c_2, c_3, \dots$, așa cum este arătat în figura 2. Cel mai favorabil consum de combustibil se obține cînd puterea respectivă se realizează la o anumită pereche de valori ale injecției și turației. Așa, de exemplu, în cazul considerat în figura 2, puterea P_x se realizează, cu consum optim de combustibil c_2 , cu injecția $IJ = 80\%$ și turația n_2 .

Din cele de mai sus rezultă principalele cerințe ce se impun instalației de simulare a motorului diesel:

1) corespunzător unui grad de injecție dat, instalația să permită obținerea, la diferite turații, a unui cuplu de acționare constant — $M = f_2(n) = \text{const.}$ (vezi mai sus pct. a);

2) corespunzător unor grade de injecție diferite, instalația să permită obținerea unei familii de caracteristici — $M=f_{2j}(n)=K_j=\text{const.}$, $j=1, 2, \dots$ (vezi mai sus pct. a) ;

3) la un grad de injecție dat, să existe posibilitatea să se asigure instalației de simulare funcționarea cu o anumită turație (vezi mai sus pct. b) printr-o încărcare la o valoare corespunzătoare a puterii.

Fig. 1. Caracteristicile $P=f_1(n)$ și $M=f_2(n)$ ale motorului diesel, la un grad de injecție dat.

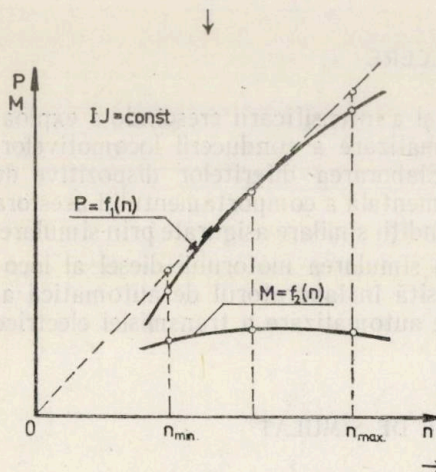
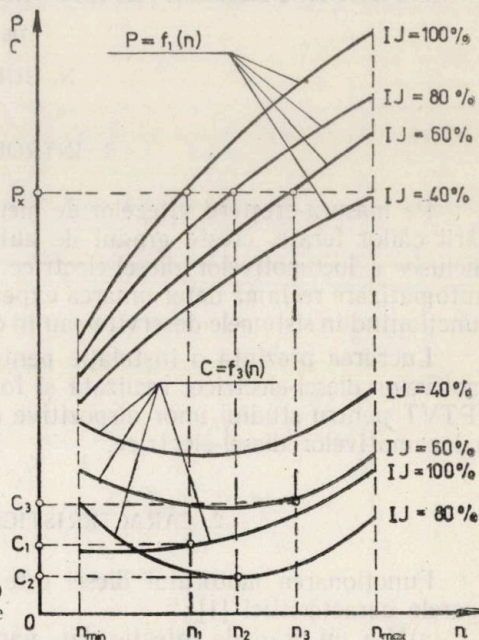


Fig. 2. Caracteristicile $P=f_1(n)$ și $c=f_3(n)$ ale unui motor diesel, la diferite grade de injecție.



3. INSTALAȚIA DE SIMULARE

În Laboratorul de automatică al IPTVT a fost realizată o instalație de simulare care răspunde cerințelor menționate mai sus. Schema principală a instalației este dată în figura 3. Instalația constă dintr-un sistem de acționare de tip generator (G) — motor (M), avînd curentul stabilizat cu ajutorul unui dispozitiv de automatizare DAR-I. Instalația considerată simulează comportamentul unui motor diesel în sensul că la o valoare dată a tensiunii de referință U_I^* , care simulează poziția tijei pompei de injecție a motorului diesel, curentul în circuitul mașinilor G și M va fi constant și, corespunzător, va fi constant cuplul electromagnetic M_{EM} al motorului M oricare ar fi regimul de funcționare (puterea) al generatorului de sarcină G_s . Cuplul electromagnetic

M_{EM} fiind constant, diferitele puteri P_{EM} se realizează prin modificarea turației n a acționării

$$n = \frac{P_{EM}}{M_{EM}} = \frac{\text{var}}{\text{const}} = \text{var.}$$

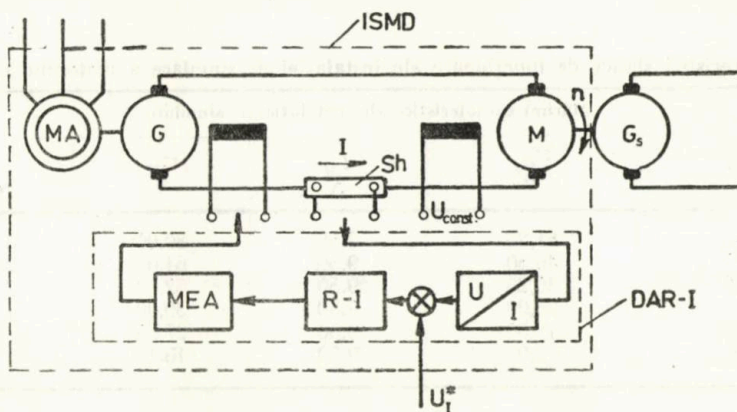


Fig. 3. Schema principală a sistemului pentru simularea motorului diesel :

ISMD — instalația de simulare a motorului diesel; MA — motor asincron; G — generator c.c.; M — motor c.c.; DAR-I — dispozitiv de automatizare a reglării curentului; Sh — șunt; U/I — traductor c.c.; R-I — regulator de curent; MEA — mașină electrică amplificatoare; U_I^* — tensiune c.c. de referință, simulează poziția IJ a tijei pompei de injecție a combustibilului; G_s — generator c.c. de sarcină, modelează generatorul principal al locomotivei.

Se poate observa că grupul de mașini MA și G poate fi înlocuit cu un amplificator magnetic sau cu un redresor comandat cu tiristoare [2], considerațiile principale prezentate în lucrarea de față rămânînd, însă, valabile și pentru aceste cazuri.

Urmărind realizarea, la o valoare dată a mărimii de referință U_I^* , a unui cuplu cît mai constant și în regimurile dinamice, s-a considerat potrivită acordarea regulatorului conform criteriului modulului, varianta Kessler [3].

Structura și valorile parametrilor circuitelor regulatorului electronic de curent R-I au fost determinate utilizînd parametrii de acordare rezultați în baza criteriului arătat mai sus.

4. CARACTERISTICILE INSTALAȚIEI DE SIMULARE REZULTATE EXPERIMENTAL

Încercările experimentale au arătat că pentru o anumită valoare a mărimii U_I^* , sistemul de reglare automată a curentului asigură o valoare constantă a acestuia și, corespunzător, o valoare constantă a cuplului electromagnetic M_{EM} . Pentru valori diferite $(U_I^*)_1, (U_I^*)_2, \dots$ instalația a permis obținerea oricăreia

din caracteristicile familiei $I=f \cdot (n)=K_j=\text{const}$, $j=1, 2, \dots$. În tabelul 1 sînt date caracteristicile de funcţionare ale instalaţiei de simulare, inclusiv caracteristica $I=f(n)$, corespunzător valorii nominale a curentului motorului M , în condiţiile încărcării instalaţiei de simulare a motorului diesel cu generatorul de sarcină G_s .

Tabelul 1

Caracteristici statice de funcţionare ale instalaţiei de simulare a motorului diesel.

Mărimi caracteristice ale instalaţiei de simulare				
I_{G_s} A	U_{G_s} V	I_M A	U_M V	n_M rot/min
5,40	61,25	9,50	80,00	3 785
5,80	46,50	9,50	64,00	2 865
6,20	36,25	9,50	52,00	2 140
6,50	25,00	9,50	39,00	1 230
6,75	18,50	9,50	27,20	559
6,90	2,00	9,50	13,10	39,5

În figura 4 este dat răspunsul sistemului de simulare realizat, la un semnal treaptă la intrare. Răspunsul a fost obţinut experimental, la o variaţie a mărimii

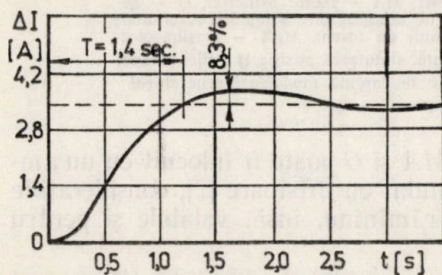


Fig. 4. Răspunsul sistemului de simulare a motorului diesel la un semnal treaptă la intrare, corespunzător unei variaţii a curentului motorului simulator M de la $0,35 I_N$ la $0,72 I_N$

de intrare corespunzător unei variaţii a curentului motorului simulator M de la $0,35 I_N$ la $0,72 I_N$.

5. EXEMPLE DE UTILIZARE A INSTALAŢIEI DE SIMULARE

Experienţa Laboratorului de automatică al IPTVT, de utilizare a instalaţiei de simulare a motorului diesel, a pus în evidenţă facilităţile deosebite pe care aceasta le oferă în studiul unor sisteme de automatizare a conducerii locomotivelor diesel-electrice.

Aşa cum s-a arătat mai sus (vezi paragraful 2, pct. b), pentru a simula funcţionarea motorului diesel cu consum optim de combustibil, instalaţiei de simulare a motorului diesel i se impune cerinţa de a i se putea asigura, la fiecare „injectie” (simulată), funcţionarea cu o anumită turaţie, printr-o încăr-

care corespunzătoare. În condițiile funcționării instalației de simulare împreună cu un generator electric, prin reglarea tensiunii acestuia din urmă se poate asigura încărcarea instalației de simulare, pentru orice valoare a curentului generatorului de sarcină, cu o turație constantă (respectiv cu o putere și un cuplu aproximativ constante). Acest lucru — reglarea tensiunii, la variația arbitrară a curentului de sarcină a generatorului principal — stă la baza funcționării tuturor sistemelor de transmisie electrică a locomotivelor diesel și este realizat de către dispozitive de automatizare corespunzătoare. Instalația de simulare, prezentată mai sus, antrenând un generator electric (model, de putere redusă, al generatorului principal), a permis studiul unor astfel de dispozitive de automatizare a reglării tensiunii generatorului principal al locomotivelor diesel-electrice (în vederea adoptării unei soluții optime).

BIBLIOGRAFIE

1. Zăgănescu I., *Locomotive și automotoare cu motoare termice*, EDP, București, 1972, pg. 73—76
2. * * *, *Instalație de încercare cu sarcină constantă a electromotoarelor și a echipamentelor de acționare reglabile*. Prospect al Institutului de cercetări și proiectări automatizări, București, 1973.
3. * * *, *Instrucțiuni U N I D I N*, Vol. I, MICM, Institutul de proiectare de aparataj electro-tehnic și instalații de automatizare, București, 1967, pg. 44—47.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИЗЕЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ ДИЗЕЛЬ-ЭЛЕКТРОВОЗА (РЕЗЮМЕ)

В работе представлена установка для моделирования дизельного двигателя. Установка представляет собой автоматизированную систему электропривода, обеспечивающую электродвигателю, при одном значении задающего напряжения, моделирующего положение стержня топливного насоса, постоянный момент при любой требуемой мощности. Представлены статические и динамические характеристики моделирующей установки.

AUTOMATIC SYSTEM FOR THE SIMULATION OF THE DIESEL ENGINE OF DIESEL-ELECTRIC LOCOMOTIVES (SUMMARY)

In the paper an equipment is presented for the simulation of the diesel engine. The equipment is an automatic electrical driving system which at a constant value of the input variable ensures to the electrical motor of the driving system a constant torque moment at variable required power. The static and dynamic characteristics of the investigated equipment are given.

CU PRIVIRE LA DETERMINAREA RANDAMENTULUI ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

DE

E. SERACIN și ȘT. BARTZER

1. Unul dintre cei mai importanți indicatori care evidențiază folosirea energetică a unui utilaj electromecanic este randamentul

$$\eta_u = \eta \eta_t \eta_m \quad (1)$$

unde η este randamentul mașinii electrice de acționare, η_t — randamentul transmisiei, η_m — randamentul mașinii de lucru, sau al mecanismului exterior.

Pentru proiectarea și exploatarea rațională a unei acționări electrice, care împreună cu mașina de lucru formează un utilaj electromecanic, este necesară cunoașterea curbei randamentului părților componente. Produsul:

$$\eta_a = \eta \eta_t \quad (2)$$

reprezintă randamentul acționării electrice.

În exploatare apar frecvent situații în care nu există informații suficiente pentru a calcula randamentul prin metodele uzuale și nici nu se pot face măsurători la ștand, deoarece funcționarea utilajului nu poate fi întreruptă.

Lucrarea de față prezintă, ca o contribuție originală, o metodă de determinare a curbei randamentului unei mașini electrice de acționare pe baza măsurătorilor care se pot efectua fără a demonta-o de pe mașina de lucru și fără a dauna procesului de producție.

2. Se prezintă cazul mai întâlnit și mai complex al acționărilor cu mașini electrice asincrone.

Randamentul unui motor electric este definit prin relația:

$$\eta = \frac{P}{P_{el}} = \frac{P_{el} - \Delta P}{P_{el}}, \quad (3)$$

unde P este puterea mecanică la arbore, P_{el} — puterea electrică absorbită, ΔP — pierderile totale din motor, care se pot scrie sub forma:

$$\Delta P = k + v, \quad (4)$$

unde k reprezintă suma considerată constantă a pierderilor în fier și mecanice [1], iar

$$v = v_1 + v_2 \quad (5)$$

reprezintă pierderile variabile în înfășurarea statorică, v_1 , și rotorică, v_2 , proporționale cu patratul curentului din stator, I_1 , respectiv din rotor, I_2 . Ca urmare, notînd cu indicele N valorile nominale, relația (4) devine :

$$\Delta P = k + v_{1N} \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 + v_{2N} \left(\frac{I_2}{I_{2N}} \right)^2 \quad (6)$$

Din relațiile (3) și (6) rezultă :

$$\eta = 1 - \frac{k + v_{1N} \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 + v_{2N} \left(\frac{I_2}{I_{2N}} \right)^2}{P_{el}} \quad (7)$$

Pentru a putea utiliza relația (7) trebuie să se determine prin calcul următoarele valori ale mărimilor : k , v_{1N} , v_{2N} , și I_2/I_{2N} . Valorile curentului I_1 și puterii P_{el} sînt cunoscute experimental, deoarece sînt mărimi care se pot măsura fără dificultăți. Valorile mărimilor k , v_{1N} și v_{2N} se pot determina din următorul sistem de ecuații :

$$\kappa = \frac{k}{v_N} = \frac{k}{v_{1N} + v_{2N}}; \quad (8)$$

$$a = \frac{v_{1N}}{v_{2N}}; \quad (9)$$

$$\eta_N = 1 - \frac{k + v_{1N} + v_{2N}}{P_{elN}}; \quad (10)$$

$$\Delta P_N = P_{elN} - P_N = P_{elN} (1 - \eta_N) \quad (11)$$

Efectuînd calculele intermediare rezultă final :

$$v_{2N} = \frac{(1 - \eta_N) P_{elN}}{(1 + a)(1 + \kappa)} = \frac{P_{elN} - P_N}{(1 + a)(1 + \kappa)}; \quad (12)$$

$$v_{1N} = a v_{2N}; \quad (13)$$

$$k = \kappa (v_{1N} + v_{2N}) \quad (14)$$

Tabelul 1
Valori medii statistice ale rapoartelor κ și a

Turația sincronă rot/min	750	1000	1500
κ	0,35	0,45	0,55
a	1,3		

Rapoartele κ și a se pot determina pentru o anumită serie de mașini electrice și gamă de puteri interpretînd statistic un număr suficient de valori. Spre exemplu, la o anumită serie de motoare asincrone cu rotorul în colivie, avînd pute-

rea de 4–30 kW, fabricate la întreprinderea Electromotor din Timișoara s-au obținut valorile cuprinse în tabelul 1.

Valoarea curentului rotoric I_2 se poate calcula cu ajutorul relației:

$$I_2' = \sqrt{I_1^2 + I_{10}^2 - 2I_1I_{10} \cos(\varphi_{10} - \varphi_1)}, \quad (15)$$

dedusă din diagrama fazorială a motorului asincron [2, p. 253].

Dacă nu se cunoaște φ_{10} , atunci aproximînd $\varphi_{10} \cong 90^\circ$, expresia (15) devine:

$$I_2' = \sqrt{I_1^2 + I_{10}^2 - 2I_1I_{10} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_1}} \quad (16)$$

Cu ajutorul relației (16) se obține raportul căutat:

$$\frac{I_2}{I_{2N}} = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_{10}^2 - 2I_1I_{10} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_1}}{I_{1N}^2 + I_{10}^2 - 2I_{1N}I_{10} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{1N}}}} \quad (17)$$

Curba $\cos \varphi_1 = f_1(P_{el})$ se poate obține prin măsurători efectuate cu utilajul în funcțiune la diferite încărcări ale mașinii electrice de acționare.

3. Pentru efectuarea calculor numerice necesare reprezentării curbei $\eta = f(P_{el})$ s-a conceput o organigramă, pe baza căreia s-a întocmit un program de calcul pentru calculatorul Olivetti, Programma 101.

4. Prin figurile 1 și 2 se prezintă, ca exemplu, rezultatele aplicării metodei de calcul propuse de autori pentru cazul unui motor asincron de acționare a unei prese. Datele nominale ale motorului sînt: $P_N = 12 \text{ kW}$, $n_N = 960 \text{ rot/min}$, $U_{1N} = 380 \text{ V}$, conexiunea Y, $I_{1N} = 26 \text{ A}$ și $\cos \varphi_{1N} = 0,83$. Conform tabelului 1: $\kappa = 0,45$ și $a = 1,3$.

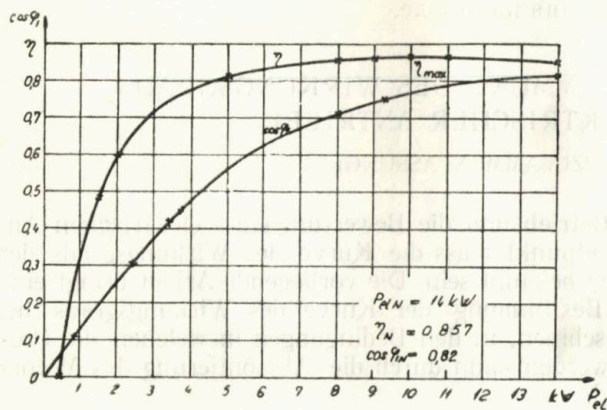


Fig. 1. Curbele factorului de putere și randamentului ale motorului din exemplul de calcul.

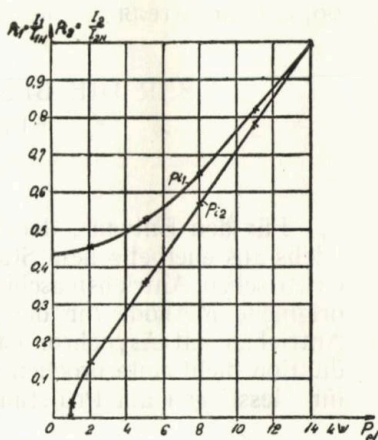


Fig. 2. Variația curentului statoric și rotoric la motorul din exemplul de calcul.

Curba $\cos \varphi_1 = f_1(P_{el})$ din figura 1 s-a determinat măsurînd la presa în funcțiune: P_{el} , U_1 și I_1 . Valoarea curentului I_{10} , determinată experimental, este: $I_{10} = 11,2 \text{ A} = 0,43 I_{1N}$

Puterea absorbită nominală, calculată, este $P_{elN}=14$ kW. Astfel, cu ajutorul relațiilor (12), (13) și (14) se obține:

$$v_{2N}=600 \text{ W}, v_{1N}=780 \text{ W și respectiv } k=621 \text{ W}.$$

Cu datele inițiale prezentate mai sus, prin rularea programului de calcul conceput, pentru diferite valori corespondente: P_{el} , I_1 și $\cos \varphi_1$, cunoscute experimental, se obțin curbele din figurile 1 și 2.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Brașovan, *Accionări electromecanice*, E.D.P., București, 1967.
2. T. Dordea, *Mașini electrice*, E.D.P., București, 1970.

СЛЕДОВАТЕЛЬНО К ОПРЕДЕЛЕНИЮ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИВОДОВ

(РЕЗЮМЕ)

Для проектирования, эксплуатации и оценки с точки зрения энергетической электрического привода необходимо знать кривую к.п.д. электрических машин для привода. В работе представляется оригинальный способ определения кривой к.п.д. при приводах с синхронными машинами, в случаях когда производство не может быть прекращено разборкой двигателя для измерения на стенде.

ÜBER DIE BESTIMMUNG DES WIRKUNGSGRADS ELEKTRISCHER ANTRIEBE

(ZUSAMMENFASSUNG)

Für den Entwurf, den Betrieb und die Bewertung eines elektrischen Antriebs aus energetischem Standpunkt muss die Kurve des Wirkungsgrads der elektrischen Antriebsmaschine bekannt sein. Die vorliegende Arbeit bringt eine originelle Methode für die Bestimmung der Kurve des Wirkungsgrads bei Antrieben mit Asynchronmaschinen, in den Bedingungen in welchen die Produktion nicht unterbrochen werden kann durch die Abmontierung des Motors für Messungen am Prüfstand.

CONTRIBUȚII LA REALIZAREA UNUI PLATOU ELECTROMAGNETIC CU POLI TRANSVERSALI

DE

I. SUCIU, AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN, N. STERCA

A. GENERALITĂȚI

Mărirea eficacității mașinilor-unelte, implică introducerea pe scară largă a mecanizării și automatizării în scopul reducerii participării omului în desfășurarea proceselor de producție.

Analizând fazele unui proces de prelucrare pe mașini-unelte, se constată că timpul auxiliar este în cea mai mare parte folosit pentru fixarea piesei. Pentru reducerea timpului necesar fixării pieselor se impune folosirea unor metode moderne de fixare.

În numeroase cazuri, dispozitivele de strângere mecanice, sînt cele mai potrivite. Există însă cazuri cînd, dispozitivele de fixare mecanice sînt inferioare celor nemecanice: platouri cu vid, pelicule adezive, platouri electromagnetice sau magnetice, etc.

Principial, metoda de prindere magnetică este cunoscută de mult timp, însă aplicațiile ei au fost limitate în general la fixarea pieselor în vederea prelucrării pe mașinile de rectificat plan.

În lucrare se prezintă în principal metoda de proiectare a platourilor electromagnetice cu poli transversali total, precum și rezultatele experimentale obținute din măsurătorile efectuate asupra platoului prototip PE-TT 125×300.

Un platou electromagnetic, constă din corpul feromagnetic ce include bobina de excitație și placa polară, pe a cărei suprafață se așează piesa de prelucrat. Placa polară constă dintr-o succesiune de poli N și S, separați prin spații nemagnetice. La alimentarea înfășurării de excitație, va apare o forță de natură magnetică, între placa polară și piesa de prelucrat.

Referitor la construcția plăcii polare, ne-am oprit asupra celei cu poli transversali total, cu pas polar micșorat. Placa polară cu diviziune pendulară, asigură performanțele cele mai ridicate, însă din punct de vedere tehnologic, este greu de realizat.

B. METODA DE CALCUL

Pentru calculul parametrilor bobinei de excitație, se calculează inițial solenația totală.

Pentru calculul solenației totale, se folosește o metodă care are ca date inițiale, forța specifică de atracție (forța de atracție pe unitatea de suprafață),

curbele de magnetizare ale materialelor feromagnetice folosite și întrefierul de lucru.

Calculul se face pentru cazul cel mai defavorabil, la o acoperire polară de 100%, la care se consideră forța specifică minimă de atracție $f=3 \text{ kgf} \cdot \text{cm}^{-2}$.

Se echivalează circuitul magnetic al platoului electromagnetic considerat (vezi fig. 1), cu un circuit electric echivalent, în aceeași structură, înlocuindu-

se rezistențele electrice prin reluctanțe, curentul electric prin fluxul magnetic, iar tensiunea prin solenație. Pentru calculul elementelor schemei echivalente se folosesc teoremele lui Kirchhoff și Ohm pentru circuite magnetice.

Pentru circuitul magnetic din fig. 1, constituit din corpul platoului, placa polară și piesa de prelucrat, se consideră linia de câmp medie, corespunzătoare unui

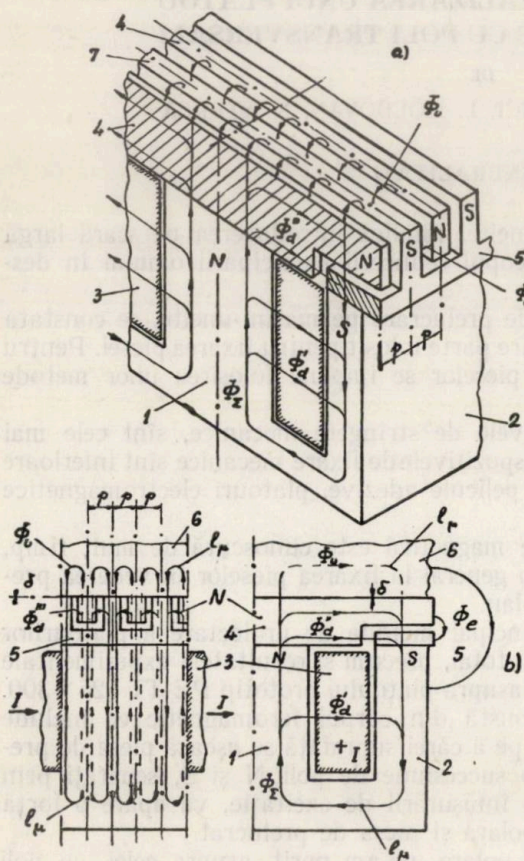


Fig. 1. Solicitarea magnetică a platoului electromagnetic cu poli transversali total :

a — reprezentare spațială a platoului (lipsește piesa de prelucrat); b — zone elementare determinate de pasul polar p; 1 — miez central; 2 — miez exterior; 3 — bobină; 4 — pol (N) în contact cu polul central; 5 — rama plăcii polare care poartă poli (S); 6 — piesa de prelucrat; 7 — pol (S), aparținând plăcii polare în contact cu miezul exterior; Φ_{Σ} — fluxul fascicular total (aici este reprezentat jumătate); Φ_e — fluxul fascicular de evazare; Φ_u — fluxul fascicular util; Φ_d' , Φ_d'' , Φ_d''' — fluxuri fasciculare de dispersie corespunzătoare traseelor prin bobină, longitudinal în piesa polară și transversal între piesele polare vecine; δ — întrefierul de lucru; I — curentul prin bobină.

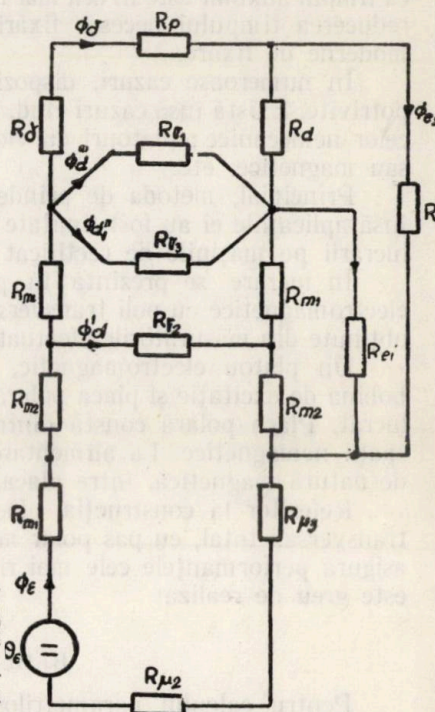


Fig. 2. Schema electrică echivalentă, considerată numai pentru o jumătate din circuitul magnetic simetric.

pas polar ($p=7$ mm). Întregul platou, este constituit deci, din n circuite magnetice elementare (n fiind numărul pașilor polari – 17, în cazul considerat), conectate în paralel.

Considerînd o acoperire polară de 100% (la care se obține forța minimă de atracție) și urmărind traseele fluxurilor magnetice din fig. 1, se obține schema electrică echivalentă prezentată în fig. 2. Datorită simetriei, pentru calcule se consideră numai jumătate din schema electrică echivalentă.

Din relația forței specifice :

$$f = 4,06 \cdot B^2$$

se calculează valoarea inducției în întrefier pentru forța specifică minimă considerată ($f=3 \text{ kgf} \cdot \text{cm}^{-2}$) și cunoscînd dimensiunile geometrice ale polilor, se determină fluxul în întrefier, deci fluxul util.

Pentru calculul reluctanțelor spațiilor nemagnetice parcurse de fluxul magnetic (reluctanța de dispersie și de evazare) se face uz de relațiile cunoscute din literatura de specialitate.

Din calcule, se observă că, în afară de reluctanța întrefierului (întrefier echivalent, $\delta=0,1$ mm) și a spațiului dintre lamela N și S , restul reluctanțelor au valori foarte mari, deci fluxurile magnetice corespunzătoare sînt neglijabile. Acest lucru duce la o schemă electrică echivalentă mult simplificată.

Miezul feromagnetic precum și placa polară (fig. 3), sînt realizate din oțel electrotehnic, sărac în carbon (MK 3). Reluctanțele diferitelor porțiuni ale miezului de fier, se determină din geometria circuitului considerat și permeabilitatea magnetică care e dependentă de inducția magnetică.

Cu solenația necesară calculată, se determină parametrii bobinei de excitație. Parametrii geometrici rezultă din dimensiunile miezului feromagnetic iar parametrii electrice se calculează avîndu-se solenația necesară și tensiunea de alimentare ($U=24$ V). Se calculează astfel diametrul conductorului folosit la bobinaj, numă-

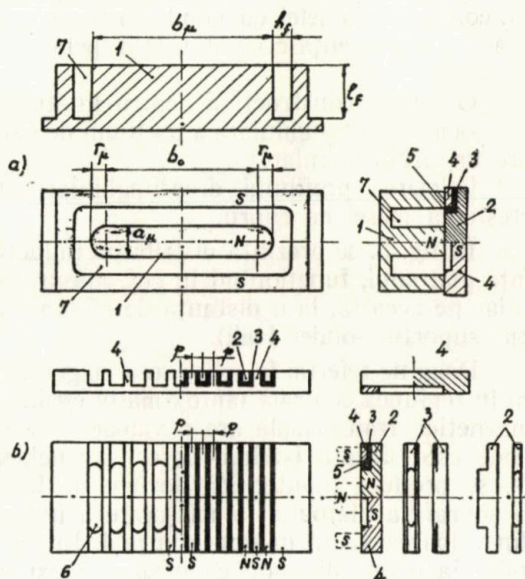


Fig. 3. Platou electromagnetic cu poli transversali total (prototip) :

a – detaliu asupra miezului feromagnetic (tip manta) dreptunghiular; b – placa polară; 1 – miezul central; 2 – pol (N) în contact cu miezul central; 3 – piesă intermediară din material nemagnetic; 4 – pol (S), aparținând plăcii polare, în contact cu miezul exterior; 5 – material de umplătură (nemagnetic); 6 – orificiu prin care trece piesa polară a ; 7 – spațiu ocupat de bobină.

rul de spire al bobinei și puterea absorbită de platoul electromagnetic de la sursa de alimentare.

Calculul de verificare a bobinei, constă în determinarea supratemperaturii ei, față de temperatura mediului ambiant.

C. INCERCĂRI EXPERIMENTALE

Pe baza desenului de execuție, elaborat de autori, s-a realizat un platou electromagnetic prototip, cu poli transversali total (simbol TT), asupra căruia s-au efectuat o serie de încercări experimentale, privind solicitarea magnetică și termică și măsurători cu caracter mecanic.

În cadrul încercărilor experimentale privind solicitarea magnetică a platoului prototip PE-TT 125×300 , s-au efectuat măsurători de câmp magnetic pe suprafața polară activă. Cu ajutorul unui instrument, cu sondă Hall, s-a măsurat inducția magnetică transversală în numeroase puncte pe suprafața polară activă (fig. 4), necranată cu piesa de prelucrat. Din măsurători a rezultat, că primul pol *N* din stînga este de fapt un pol *S* (cu inducție redusă), participînd astfel la extinderea suprafeței de capăt, de polaritate *S*.

Această anomalie de schimbare a polarității se datorește suprafeței reduse de contact a lamelei cu polul masiv central. Lama considerată se magnetizează sub influența câmpului de dispersie a bobinei în zona de capăt, de polaritate *S*.

O soluție constructivă pentru înlăturarea acestei anomalii, ar fi execuția sub formă dreptunghiulară a porțiunii de capăt a polului central, care în prezent are un profil circular.

Folosirea profilului dreptunghiular, are însă dezavantajul că duce la creșterea masei de cupru.

În fig. 5. se prezintă distribuția inducției magnetice transversale la suprafața platoului, funcționînd în gol, măsurată în axa lamelei polare și perpendicular pe aceasta, la o distanță de 45 mm de muchia platoului (atît cît a permis suportul sondei Hall).

Dacă ne referim la solicitarea magnetică a lamelor polare *N*, se constată că în regiunea centrală (aproximativ egală cu lățimea polului central), inducția magnetică transversală are o valoare relativ constantă. În regiunea ferestrei, unde este situată bobina, datorită muchiei existente la baza lamelei polare *N*, se produce o puternică deviere de flux către jugul polului *S*, provocînd la suprafața platoului, o micșorare a inducției pînă la aproximativ jumătate din valoarea avută în zona centrală. În zona muchiilor laterale a plăcii polare, inducția crește din nou ca urmare a existenței polului *S*.

Pentru anihilarea efectului muchiei, cu scopul nivelării inducției în această zonă, se recomandă eliminarea muchiei, printr-o prelucrare tehnologică corespunzătoare.

În fig. 6 se prezintă diagramele de distribuție a inducției magnetice la suprafața platoului electromagnetic, funcționînd în sarcină cu un întrefier $\delta = 0,9$ mm, impus de dimensiunile sondei Hall.

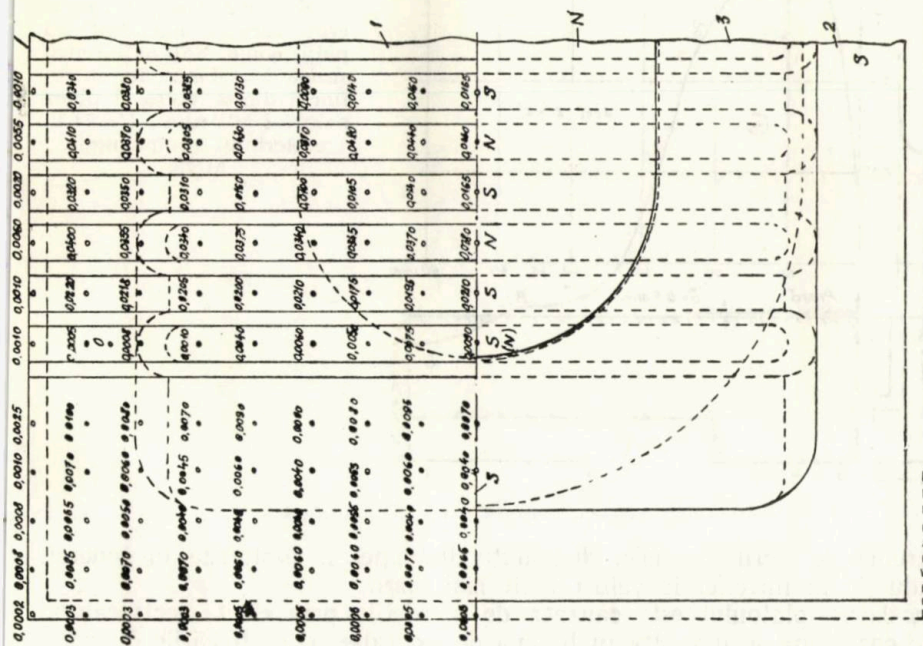


Fig. 4. Valorile inducției magnetice transversale B_z la suprafața platoului electromagnetic (prototip IPT), la funcționare în gol, $U = 24$ V, materialul feromagnetic MK3 : 1 — pol central (N); 2 — jug (S); 3 — bobină; 4 — placa polară.

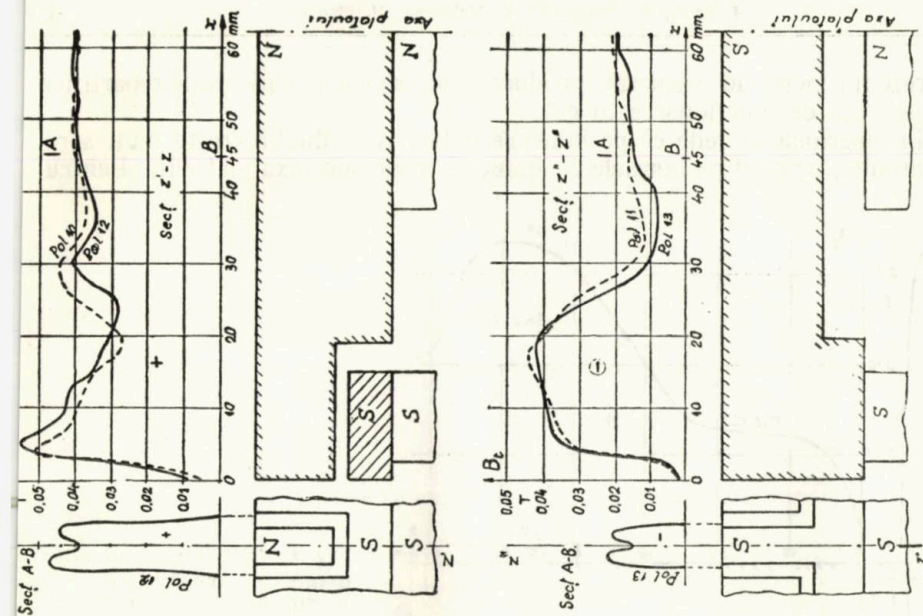


Fig. 5. Distribuția inducției magnetice transversale B_z la suprafața platoului electromagnetic (prototip IPT), în axa (z) lamelelor polare nr. 10, 11, 12 și 13 (numărarea lamelelor făcându-se dinspre mufa de alimentare) și perpendicular pe lamelele polare nr. 12 și 13, în secțiunea A—B, dusă la 45 mm de muchie, la funcționare în gol, $U = 24$ V, materialul feromagnetic MK3.

Prezența piesei de prelucrat, produce o puternică modificare a repartiției inducției, față de funcționarea în gol.

Din diagramă se vede că pe lamelele polare N , inducția crește mult spre axa platoului, pe când pe lamelele S , inducția scade spre axa platoului. Pentru

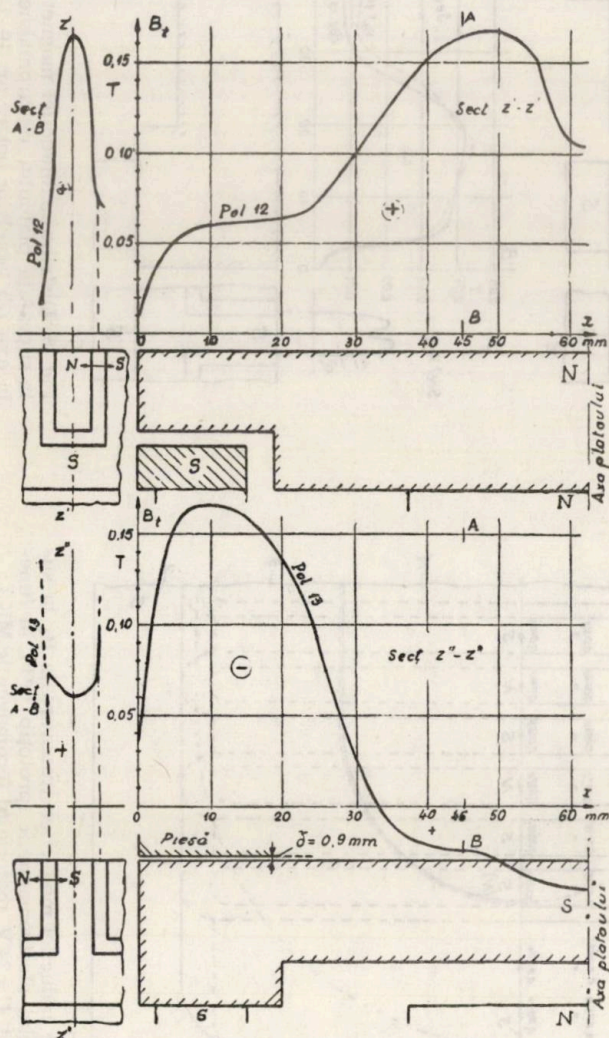


Fig. 6. Distribuția inducției magnetice transversale B_t la suprafața platoului electromagnetice (prototip IPT), în axa (Z) lamelelor polare nr. 12 și 13 și perpendicular pe aceste lamele în secțiunea $A-B$, dusă la 45 mm de muchie, la funcționarea în sarcină (cu piesa de prelucrat care scurtcircuitează poli), sonda Hall având grosimea $\Delta=0,8$ mm, iar întrefierul dintre piesă și placa polară $\delta=0,9$ mm; $U=24$ V, materialul feromagnetic MK3.

un întrefier de lucru mai mic, distribuția inducției se păstrează în general, dar inducția în întrefier ia valori mult mai mari.

Încălzirea platoului este cauzată de pierderile prin efect electrocaloric (Joule-Lenz), care se dezvoltă în bobina de excitație, și de frecările din zona

de prelucrare a piesei care este fixată pe platou. Miezul feromagnetic fiind parcurs de un flux magnetic invariabil în timp, nu constituie o sursă de căldură, ci un mediu de conducție prin care căldura se propagă spre mediul ambiant.

Platoul, avînd o masă relativ mare și compactă, are o constantă de timp termică mare (aprox. 2 ore) echilibrul termic al diferitelor puncte atîngîndu-se după cca. 8 ore. Aceste valori s-au obținut în condiții de laborator, platoul fiind așezat pe o masă metalică, lipsind sursa de căldură produsă de prelucrarea piesei. În condiții reale de lucru, piesa și platoul sînt răcite cu lichid, asigurîndu-se o evacuare eficientă a căldurii. Masa de impregnare joacă un rol foarte important, trebuind să fie cît mai omogenă pentru realizarea unei bune conducții termice.

Pentru verificarea încălzirii bobinei s-a folosit metoda prin care se determină temperatura medie, pe baza măsurării rezistențelor active ale bobinelor în stare rece și în stare caldă, în regim staționar. Pentru aceste măsurători, platoul a funcționat în gol, fiind așezat pe o placă metalică de oțel masiv, simulînd batiul mașinii.

Pînă în prezent, la noi în țară nu au fost executate dispozitive cu ajutorul cărora să se măsoare forța de desprindere la platouri. De altfel nici în țările cu o bogată experiență în fabricarea platourilor nu sînt încă standardizate metodele de verificare a capacităților de exploatare a platourilor și cu atît mai mult, nu sînt definitiv reglementate valorile forței specifice de desprindere sau a forței de alunecare.

Pornind de la ipoteza că forța de desprindere, constituie caracteristica importantă de apreciere a performanțelor platourilor electromagnetice s-a trecut la proiectarea și executarea unor dispozitive dinamometrice speciale cu ajutorul cărora să se poată determina cu suficientă precizie mărimea forțelor de desprindere și deplasare (autori prof. dr. ing. Savii Gh. și șef lucr. dr. ing. Pop I., catedra T.C.M. din Inst. politehnic Timișoara).

În urma măsurătorilor, s-a obținut o forță specifică de desprindere medie de $f=3,25 \text{ kgf} \cdot \text{cm}^{-2}$.

Această valoare a forței, nu depășește cu mult valoarea obținută de platourile, construite la I. M. Cugir (valoare de catalog $f=3 \text{ kgf} \cdot \text{cm}^{-2}$). Nu se poate face o comparație între aceste valori, avîndu-se în vedere metodele diferite de măsurare și mai ales datorită materialului feromagnetic al prototipului care avea un conținut prea mare de carbon (0,07%).

D. CONCLUZII

Pe baza încercărilor experimentale se poate trage concluzia că prototipul a dat rezultate satisfăcătoare, mai ales din punct de vedere funcțional și constructiv, rezultînd avantaje de ordin tehnologic, comparativ cu vechiul tip, cu poli înecați, de construcția indigenă.

Placa polară, cu paș polar mic, a dus la o repartiție mai omogenă a inducției magnetice în întrefierul de lucru și o prindere mai sigură a pieselor de dimensiuni reduse.

BIBLIOGRAFIE

1. Konstantinov O., *Rasciot i konstruirovaniye magnitnih i electromagnitnih prispoblenii*, Izd. Mašinstroenie Leningrad, 1968.
2. Suci I., *Aparate electrice*, E.D.P., București, 1968.
3. Vasilievici Al., Moldovan L., *Aparate electrice*, vol. I, II, Lit I.P.T., 1972.
4. Răduleț R., *Bazele electrotehnicii. Probleme*. E.D.P. București, 1970.
5. * * *, Binder Magnete, Informationen nr. 10/68
6. * * *, Binder Magnete, Informationen nr. 11/68.
7. * * *, Braillon, Plateaux et mandrins electromagnetique.

К РЕАЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ПЛАСТИНЫ
ПРИСПОСОБЛЕНИЙ С ПОПЕРЕЧНЫМИ ПОЛЮСАМИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представляется в сокращенной форме реализация впервые в нашей стране, электромагнитной пластины в полне с поперечными полюсами. Применяется метод проектирования данных пластин и приводятся экспериментальные результаты полученные на основе измерений пластины-прототип PE-TT 125×300. Технология выполнения и динамометры для измерения развитых пластичной сил, были выработаны проф. др. инж. Г. Савий и начальником работ др. инж. И. Поп, на кафедре по Технологии конструкции Машин, Механического факультета Тимишорского политехнического института.

CONTRIBUTIONS À LA RÉALISATION D'UN PLATEAU
ELECTROMAGNÉTIQUE A PÔLES TRANSVERSAUX

(RÉSUMÉ)

On présente dans le travail sous une forme concise, pour la première fois dans notre pays, la réalisation d'un plateau electromagnétique, à pôles transversaux, totalement.

Concrètement, s'aborde une méthode de projection de ces plateaux et il s'exposent les résultats expérimentaux, obtenus de mesures effectuées sur le plateau prototype PE-TT 125×300.

La technologie d'exécution et les dynamomètres pour la mesure des forces développées par le plateau ont été élaborés par Monsieur le Professeur dr. ing. Gh. Savii et le Chef de travaux, dr. ing. I. Pop, de la Chaire de „Technologie des Constructions de Machines“, en cadre de la Faculté de mécanique, de l'Institut Polytechnique de Timișoara.

OPTIMIZAREA PARAMETRILOR CONSTRUCTIVI AI BOBINELOR DE ȘOC FOLOSITE LA ILUMINATUL FLUORESCENT

DE

L. MOLDOVAN, I. SUCIU, AL. VASILIEVICI

1. INTRODUCERE

Bobinele cu miez de fier sînt utilizate la iluminatul fluorescent pentru stabilizarea regimului de funcționare a tubului cu descărcări în gaze și vapori metalici.

Pentru că aceste aparataje au o pondere însemnată în costul lămpii fluorescente iar producția lor este de serie mare, se pune problema optimizării acestora din punct de vedere constructiv. Obișnuit criteriile de optimizare se referă la cost, greutate sau volum însă pot fi puse restricții suplimentare care să permită utilizarea ansamblului în condiții speciale (de exemplu temperatura ansamblului să nu depășească în regim permanent temperatura admisibilă a carcaselor din mase plastice sau ca bobina de șoc să aibă o anumită lățime prestabilită care ar conduce la reducerea consumului de tablă pentru carcasa corpului de iluminat, etc.)

În general bobinele cu miez de fier se construiesc cu circuitul magnetic în manta (fig. 1) sau cu circuitul magnetic cu coloane (fig. 2). Întrucît costul, greutatea sau volumul minim la ansamblul din 2 elemente rezultă la egalitatea celor 2 părți componente iar costurile unitare se referă la unitatea de greutate, optimizarea constă în stabilirea variantei constructive care păstrează caracteristicile electrice constante și la care cele două mărimi separate (corespunzătoare circuitului magnetic și înfășurării) să fie egale.

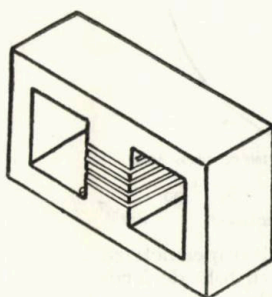


Fig. 1. Bobină cu miez de fier cu circuit magnetic în manta.

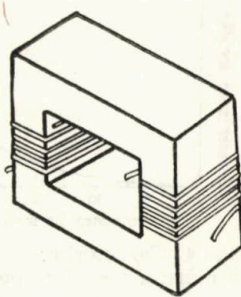


Fig. 2. Bobină cu miez de fier cu circuit magnetic cu coloane.

2. OPTIMIZAREA IN VEDEREA OBTINERII UNUI ANUMIT RANDAMENT

Considerînd o anumită formă pentru miez în funcție de un parametru a (lățimea ferestrei circuitului magnetic) ca în fig. 3, se pot exprima în funcție de acesta volumul miezului V_m

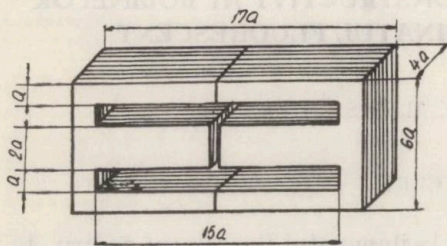


Fig. 3. Circuit magnetic utilizat la bobinele cu miez de fier pentru iluminatul fluorescent cu dimensiunile geometrice funcție de un parametru.

$$V_m = L_a^3 \quad (1)$$

volumul înfășurării bobinei cu miez V_b

$$V_b = M_a^3 \quad (2)$$

precum și produsul ariei ferestrei circuitului magnetic A_f și ariei secțiuni transversale a coloanei pe care e montată bobina, A_m

$$A_f \cdot A_m = N_a^4 \quad (3)$$

în care L, M, N sînt valorile numerice ale mărimilor de mai sus pentru parametrul a — stabilit.

Plecînd de la observația că pentru o anumită frecvență, caracteristicile tensiune-curent pentru bobinele cu miez de fier pot fi înlocuite cu o singură caracteristică independentă de dimensiunile circuitului magnetic 2, dacă se consideră mărimile raportate: tensiunea pe spiră specifică U' și amperspirele

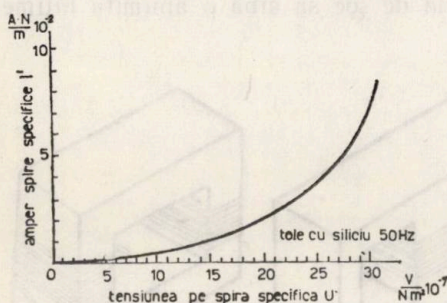


Fig. 4. Caracteristica voltampermetrică în mărimi specifice pentru tole de fero-siliciu la 50 Hz.

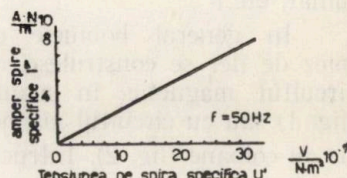


Fig. 5. Caracteristica voltampermetrică în mărimi specifice pentru aer la 50 Hz.

specifice I' , se pot stabili elementele constructive ale ansamblului bobină cu miez de fier printr-un procedeu grafoanalitic. Această caracteristică fig. 4, are în abscisă tensiunea pe spiră U raportată la aria secțiunii transversale a circuitului magnetic A_m iar în ordonată amperspirele totale N pe lungimea circuitului magnetic al bobinei cu miez de fier.

O caracteristică asemănătoare fig. 5 prezintă în mărimi specifice caracteristica volt-ampere a unui circuit în aer.

Dacă puterea aparentă a bobinei P este fixată prin condițiile de utilizare, ea se poate exprima ca produs al amperspirelor totale cu tensiunea pe spiră

$$P = U \cdot N \cdot I \quad (4)$$

Considerând densitatea de curent din fereastra circuitului magnetic egală cu j rezultă dependența puterii aparente de aria ferestrei circuitului magnetic, aria acțiunii transversale a miezului, tensiunea pe spiră specifică și densitatea de curent, astfel :

$$P = A_f \cdot A_m \cdot U' \cdot j \quad (5)$$

Prin puterea aparentă P necesară și prin încărcarea materialelor — tensiunea pe spiră specifică și densitatea de curent — este fixată valoarea produsului $A_f \cdot A_m$.

Optimizarea parametrilor constructivi constă în alegerea raportului dintre aceste două mărimi când produsul lor rămâne constant.

Avînd randamentul impus, raportul pierderilor totale P_t (formate de pierderile în fier și cele în cupru) și puterea P a bobinei, obține valoarea maximă când cei 2 termeni ce formează pierderile totale P_t sînt egali

$$\frac{P_t}{P} = 1 - \eta \quad (6)$$

Exprimînd pierderile în fier și cele în cupru în mărimi specifice,

$$P_m = \gamma \cdot U'^2 V_m \quad (7)$$

$$P_b = \frac{\rho}{\beta} j^2 V_b \quad (8)$$

în care

γ — reprezintă factorul de pierderi specifice în fier ;

ρ — rezistivitatea materialului conductor ;

β — factorul de umplere a ferestrei de către bobină

va rezulta :

$$\frac{P_t}{P} = \frac{\gamma V_m U'^2 + \frac{\rho}{\beta} j^2 V_b}{A_f \cdot A_m \cdot U' \cdot j} = \frac{1}{a} \cdot \frac{L \cdot U'^2 + \frac{\rho}{\beta} M \cdot j^2}{N U' j} \quad (9)$$

La egalarea termenilor numărătorului rezultă :

$$\frac{U'}{j} = \sqrt{\frac{M}{L} \cdot \frac{\rho}{\gamma \cdot \beta}} \quad (10)$$

care înlocuit în 9 rezultă dimensiunea a funcție de care se face optimizarea construcției alese și anume:

$$a = \frac{1}{\frac{P_t}{P}} \left(\sqrt{\frac{LM}{N^2} \cdot \frac{\gamma \cdot \rho}{\beta}} + \sqrt{\frac{\rho}{\frac{N_2}{ML} \cdot \frac{\rho \beta}{\gamma}}} \right) \quad (11)$$

3. PREZENTAREA METODEI DE CALCUL

Metoda propusă pornește de la următoarele date de calcul: forma circuitului magnetic funcție de un parametru a , procentajul pierderilor din puterea totală P_t/P , factorul de pierderi specifice în fier γ , la frecvența industrială, rezistivitatea materialului conductor, factorul de umplere β al ferestrei de către bobină, puterea utilă P .

Mersul calculului este următorul:

1. Pentru forma circuitului magnetic și raportul dimensiunilor miezului în funcție de parametrul a se calculează volumul fierului, al înfășurării și produsul dat de (3) în funcție de a .

2. Aplicînd rel. (11) se obține valoarea optimă a parametrului a care avînd valoare numerică determinată, permite calcularea volumelor înfășurării, suprafeței ferestrei A_f și a secțiunii transversale a miezului A_m , a lungimii circuitului magnetic.

3. Tensiunea pe spiră specifică U' și a densității de curent j din fereastră rezultă din rezolvarea sistemului de ecuații dat de rel. (10) și (5) în care am înlocuit relația (3).

4. Tensiunea pe spiră și amperspirele totale rezultă din

$$U = A_m \cdot U' \quad (12)$$

$$I \cdot N = \frac{P}{U} \quad (13)$$

5. Amperspirele necesare magnetizării fierului I_{Fe} sînt:

$$I_{Fe} = I' \cdot l_{Fe} \quad (14)$$

unde I' s-au determinat din fig. 4 pentru valoarea stabilită a lui U' .

6. Amperspirele complementare pentru întrefier I_a se determină din fig. 5 în funcție de amperspirele specifice din întrefier, I'_a corespunzătoare aceleiași tensiuni specifice pe spiră U'

$$I_a = I \cdot N - I_{Fe} = I'_a \cdot l_a \quad (15)$$

Pe baza acestor date rezultă lungimea întrefierului l_a

$$l_a = \frac{I_a}{I'_a} \quad (16)$$

numărul de spire N funcție de tensiunea nominală U_n

$$N = \frac{U_n}{U} \quad (17)$$

și secțiunea conductorului înfășurării A_{sp}

$$A_{sp} = \frac{A_f \cdot \beta}{N} \quad (18)$$

4. CONCLUZII

Metoda de față permite stabilirea parametrilor constructivi în cazul cînd raportul dintre dimensiunile circuitului magnetic sînt impuse funcție de un parametru.

Ea s-a aplicat în cadrul unui contract de colaborare cu Electrofar – București, obținînd optimizarea relativă a bobinei cu miez de fier BIL-40.

Se menționează că forma circuitului magnetic a fost impusă de lățimea carcasi corpului de iluminat fluorescent.

BIBLIOGRAFIE

1. * * *, Protocol privind contractul Nr. 3422/9. III. 1973, de cercetare științifică dintre I.P. Timișoara și uzina de Cinescoape-Unitatea Electrofar București, Catedra de Electroenergetică, I.P.T., 1973.
2. Eldic C., *Transformateurs, bobines d'inductances, transducteurs et transformateurs*, Dunod, Paris, 1967.
3. Favez B., La détermination des optimums économiques (în) R.G.E. 74 nr. 10, 1965.
4. Bîrgăuianu M. E., Cu privire la determinarea soluțiilor optime ale unei serii unitare de transformatoare de putere pe bază de considerente tehnice și economice, în: „Studii și cercetări energetice” seria A, B nr. 1, 1963.

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДРОССЕЛЕЙ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ФЛУОРЕСЦЕНТНОМ ОСВЕЩЕНИИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлен метод оптимизации катушек с железным сердечником, используемых при флуоресцентном освещении в случае наложения определенного процента общих потерь с применением вольтамперметрических характеристик в специфичных для магнитных цепей и для воздуха на 50 Гц.

L'OPTIMISATION DE PARAMÈTRES CONSTRUCTIFS DES BOBINES DE CHOC UTILISEES AU L'ÉCLAIRAGE FLUORESCENT

(RÉSUMÉ)

On présente dans le travail une méthodique d'optimisation de bobines à noyau de fer, utilisées au l'éclairage flourescent dans le cas qu'il faut imposer un certain proucentage du pertes totales, à l'application de caractéristiques volt-ampèremetriques en grandeurs spécifiques pour des circuits magnétiques et pour l'air à 50 Hz.

DISPOZITIV ELECTRONIC PENTRU CONTROLUL DIMENSIONAL AL PIESELOR ȘI COMANDA AUTOMATĂ LA MAȘINI UNELTE

DE

I. BABUȚIA, M. PETRUESCU, E. LUZAN

Pentru a menține dimensiunile pieselor în limite admisibile, se impune a înzestra mașina-unelte (M.U.) cu un dispozitiv capabil să determine, în mod continuu sau periodic, dimensiunea în formare sau abaterea acesteia de la valoarea prestabilită și, în funcție de rezultatul acestui control dimensional, să influențeze acele organe ale M.U. care participă la realizarea dimensiunii, în așa fel, încât piesa să obțină dimensiunea dorită, în limitele toleranțelor admise [1 ... 4].

Structura dispozitivului, conceput și realizat de autori, este cea arătată în figura 1.

Ca element traductor *ET* al dimensiunii piesei se folosește un comparator, căruia i s-au atașat: o fotodiodă, o sursă de lumină și un obturator foarte ușor fixat chiar pe acul indicator al comparatorului. Atâta timp cât dimensiunea obiectului de prelucrat se află în limitele de toleranțe admise, fotodioda va fi obturată. La creșterea dimensiunii peste valoarea admisă, obturatorul va fi rotit și fotodioda va fi iluminată. Fotodioda este legată în circuitul de bază

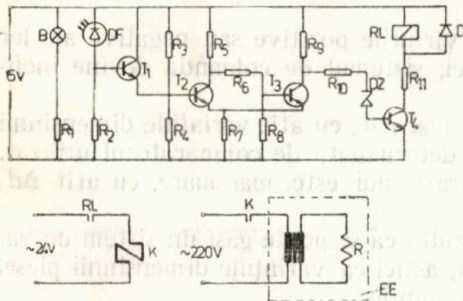


Fig. 1. Schema electronică a dispozitivului de comandă.

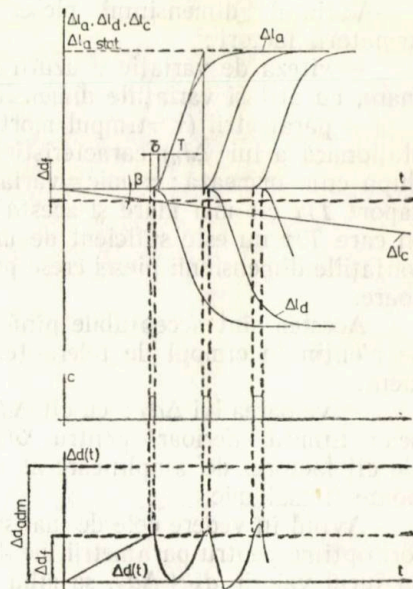


Fig. 2. Caracteristicile dinamice ale sistemului automat de comandă.

al tranzistorului T_1 —repetor pe emitor. Semnalul obținut pe emitorul lui T_1 se aplică unui discriminator Schmitt (realizat cu tranzistoarele T_2, T_3). Acesta elimină influența temperaturii asupra elementelor de circuit și semnalele perturbatoare induse în cordoanele de legătură. Discriminatorul Schmitt comandă un amplificator de putere, cu caracteristică de releu, format din tranzistorul T_4 , releul intermediar RL și contactorul K . Elementul de execuție EE acționează asupra elementului din instalație (organul de reglare OR) ce determină modificarea poziției sculei așchietoare atît cît este necesar pentru a asigura piesei prelucrate dimensiuni corespunzătoare. OR este un corp metalic care, încălzit de rezistența R , se dilată și împinge scula așchietoare înspre piesă în vederea readucerii dimensiunii piesei în limitele de toleranțe.

Modul de funcționare al sistemului automat de comandă (SAC) în funcție de variația dimensiunii piesei prelucrate este prezentat în fig. 2.

Notațiile utilizate în fig. 2 au următoarele semnificații:

- Δl_c reprezintă variația în timp a uzurii sculei așchietoare;
- Δl_a și Δl_d — caracteristica de răspuns la semnal treaptă a elementelor EE și OR ;
- c — semnalul de comandă dat de dispozitivul de automatizare și aplicat elementului de execuție;
- Δd_{adm} — variația maximă admisă a dimensiunii piesei (toleranța admisă);
- Δd_f — „limita de alarmă” — variația dimensiunii, fixată ca limită, la care trebuie să intervină SAC (deoarece se face o reglare continuă, dimensiunea piesei variază în jurul valorii $c_m + \Delta d_f$ care trebuie să nu fie mai mare ca $\Delta d_{adm} - \Delta d_f$).

Variațiile dimensiunii piesei $\Delta d(t) = \Delta l_c + \Delta l_a + \Delta l_d$ sînt influențate de următorii factori:

- viteza de variație a uzurii sculei așchietoare, $\operatorname{tg} \beta$ (cu cît $\operatorname{tg} \beta$ este mai mare, cu atît și variațiile dimensiunii cresc);
- parametrii (τ = timpul mort, T = constanta de timp, $\Delta l_a \text{ stat}$ = valoarea staționară a lui Δl_a) caracteristicii de răspuns semnal treaptă a EE și OR , după cum urmează: τ mic = variațiile scad (important este să se asigure un raport T/τ cît mai mare și acesta în special, prin micșorarea lui τ). În cazul în care T/τ nu este suficient de mare se ajunge la situația din figura 2, cînd variațiile dimensiunii piesei cresc pe măsură ce se mărește uzura sculei așchietoare.

Acestea sînt acceptabile pînă cînd vîrfurile pozitive sau negative ale lor se mențin în cîmpul de toleranțe. Altfel, sistemul de comandă devine ineficient.

- valoarea lui Δd_f : cu cît Δd_f este mai mic, cu atît variațiile dimensiunii scad. Limita inferioară pentru Δd_f este determinată de comparatorul utilizat. Cu cît factorul de amplificare al comparatorului este mai mare, cu atît Δd_f poate fi mai mic.

Avînd în vedere cele de mai sus, rezultă că se poate găsi un sistem de valori optime pentru parametrii menționați, astfel ca variațiile dimensiunii piesei în jurul valorii $d_N + \Delta d_f$, să aibă valori minime.

Utilizînd un comparator de sutimi de milimetru, autorii au realizat un dispozitiv care permite obținerea unei precizii de prelucrare de 20μ .

BIBLIOGRAFIE

1. Mangiurea F., Calista Al., *Metode și aparate electrice pentru controlul statistic al dimensiunilor*; București, Editura tehnică, 1963 (paragrafele 3.3.1. și 7.2).
2. S ü c h t i n g E., In: *Mașini-unelte și prelucrarea metalelor*, nr. 14, iulie, 1968 (pp. 828–33).
3. * * *, In: *Mașini-unelte și prelucrarea metalelor*, nr. 12, iunie 1969 (pp. 669–82).
4. Ritter E., In: *Mecanizare și automatizare*, nr. 11, noiembrie 1964 (pp. 740–50).

ЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАЗМЕРОВ
ДЕТАЛЕЙ МАШИН И АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ
СТАНКОВ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена структура и принцип действия автоматического электронного устройства для активного контроля размеров, в машиностроительной промышленности, с целью устранения последствий износа рабочего инструмента. Использование предлагаемого устройства эффективно при обработке деталей, определённый размер которых необходимо поддерживать в некоторых пределах при большой длине детали (порядка нескольких метров).

DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE POUR LE CONTRÔLE DES
DIMENSIONS DES PIÈCES ET LA COMMANDE AUTOMATE DES
MACHINES-OUTILS

(RÉSUMÉ)

Le travail présente la structure et les principes de fonctionnement d'un dispositif électronique automate conçu et réalisé par les auteurs en une d'être utilisé dans l'industrie constructrice de machines, pour effectuer un contrôle actif des dimensions.

L'objectif visé par la réalisation du dispositif d'automatisation a été l'élimination des effets gênants survenus à la suite de l'action de l'usure de l'outil sur les dimensions de la pièce remaniée.

L'emploi de ce dispositif est efficace pour le remaniement des pièces dont une dimension doit être maintenue dans de certaines limites sur une longueur appréciable (des mètres).

SCHEMA PENTRU REGLAREA CUPLULUI LA MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE SEPARATĂ, UTILIZÎND O PUNTE CU TIRISTOARE

DE

I. BALACI, E. SERACIN, I. ȘORA

1. La aparatele de ridicat este caracteristic faptul că în multe cazuri intervine în funcționare un cuplu constant. Pentru încărcarea pe stand a mașinilor asincrone trifazate destinate acestei acționări este necesară realizarea unui montaj care să permită obținerea unui cuplu constant la arborele mașinii. La nivel de laborator se poate realiza un cuplu rezistent constant prin utilizarea unei mașini de curent continuu cu excitație separată, soluție prezentată în lucrare. Standul din laborator poate simula faza de coborîre cu sarcină constantă din funcționarea unui mecanism de ridicare.

În cadrul lucrării în locul mașinii asincrone s-a folosit pentru experimentare o mașină de c.c. în regim de generator.

Lucrarea s-a efectuat pe baza unui contract de colaborare încheiat cu ICPMRTU—Timișoara.

2. Mașina de curent continuu M , în regim de motor, care realizează la arborele său un cuplu constant este cuplată cu generatorul de sarcină G , fig. 1. În schema de alimentare cu energie electrică a mașinii de curent continuu M , se disting următoarele elemente: transformatorul principal T , în conexiunea λ/λ_0 , tiristoarele Ti , bobina de filtrare B , șunturile de curent continuu S_1, S_2 , întreruptoarele I_1, I_2 , ampermetrul A pentru măsurarea curentului absorbit de motorul M .

Impulsurile de comandă ca mărime și succesiune sînt asigurate de către transformatoarele de sincronizare TS , dispozitivele de comandă pe grilă DCG și amplificatoarele de ieșire AE . Alimentarea transformatoarelor de sincronizare se face de la rețeaua trifazată prin întreruptorul I_3 .

La mașina de curent continuu cu excitație separată constantă cuplul este proporțional cu curentul rotorului și deci problema reglării cuplului se reduce la reglarea curentului rotorului.

Pentru reglarea curentului din circuitul rotorului al mașinii M s-a introdus o buclă de reglare care conține următoarele elemente: amplificatorul de intrare AI , regulatorul de curent $Reg. I$, traductorul de curent TC , sursa de tensiune pentru valoarea prescrisă a curentului E . Elementele din circuitul de comandă și reglare reprezintă module ale sistemului UNIDIN.

Cele două mașini de curent continuu sînt identice și au următoarele date nominale: $P_N = 5 \text{ kW}$, $n_N = 1\,000 \text{ rot/min}$, $I_N = 20 \text{ A}$, $U_N = 220 \text{ V}$, momentul

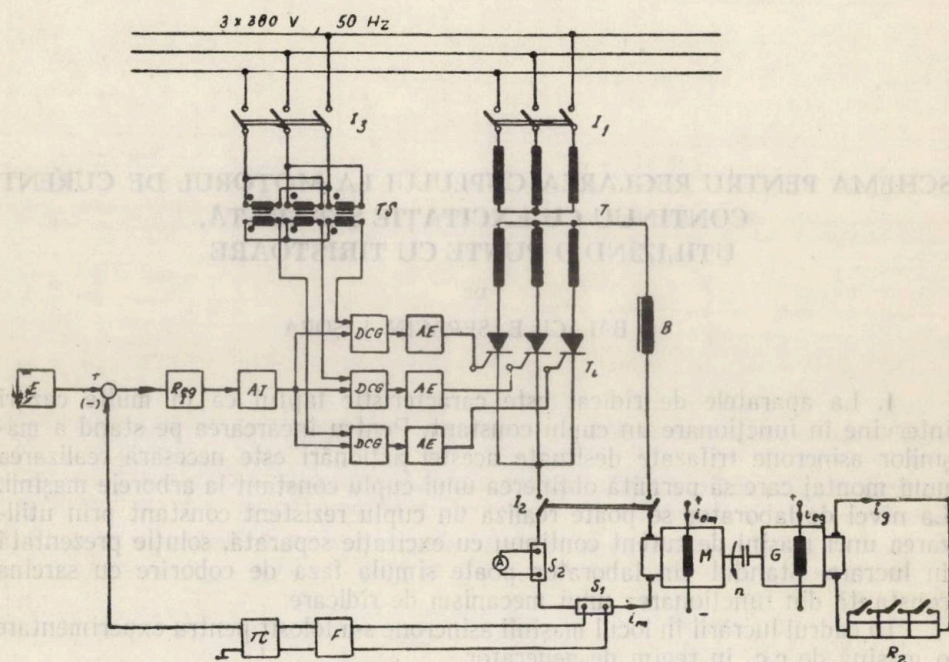


Fig. 1. Schema electrică a montajului de laborator.

de inerție la arborele mașinii $J=1,15 \text{ kgm}^2$; inductivitatea înfășurării rotorice $L_r=10,45 \text{ mH}$, rezistența înfășurării rotorului $R_r=0,825 \Omega$. Bobina de filtrare B are inductivitatea $L_B=87 \text{ mH}$, iar rezistența bobinei este neglijabilă în raport cu rezistența rotorului.

În funcție de valoarea curentului de excitație al generatorului i_{eg} și de valoarea rezistenței reostatului R_2 din circuitul rotoric al generatorului de curent continuu schema permite funcționarea la cuplu constant într-un anumit domeniu al turațiilor.

3. Pentru dimensionarea buclei de reglare se prezintă unele elemente de calcul al acesteia [2], [4].

Funcția de transfer a mașinii M , pentru curent ca mărime de ieșire este:

$$Y(p) = \frac{1}{R} \cdot \frac{T_m \cdot p}{1 + T_m \cdot p + T \cdot T_m \cdot p^2} \quad (1)$$

în care: R este rezistența totală din circuitul rotoric;

T_m — constanta electromecanică de timp a motorului;

T — constanta electromagnetică de timp a circuitului indusului;

p — variabila independentă.

În sistemul de reglare mai intervine, ca element de execuție, puntea redresoare cu cele trei tiristoare T_i , a cărei funcție de transfer este:

$$Y_1(p) = K_1 \cdot e^{-t_m \cdot p} \quad (2)$$

unde K_1 reprezintă factorul de amplificare maxim al punții;
 t_m — timpul mort statistic al punții pentru care se folosește relația

$$t_m = \frac{1}{2 \cdot f \cdot p} \quad (3)$$

în care $f=50$ Hz este frecvența rețelei de alimentare;
 $p=3$ — numărul de pulsuri ale punții redresoare într-o perioadă a tensiunii de alimentare.

Dispozitivul de comandă pe grilă DCG, este un element liniar neinerțial cu funcția de transfer

$$Y_2(p) = K_2 \quad (4)$$

unde K_2 este factorul de amplificare.

Circuitul de măsurare și reacție cuprinde șuntul S_1 , traductorul de curent TC și filtrul F . Șuntul și traductorul de curent sînt elemente neinerțiale liniare, iar circuitul de filtrare este afectat de constanta electromagnetică de timp $T_f=0,0025$ s.

Deci funcția de transfer a circuitului de măsurare este

$$Y_3(p) = \frac{K_3 \cdot K'_3}{1 + T_f \cdot p} \quad (5)$$

în care K_3 este factorul de transfer al șuntului S_1 ;

K'_3 — factorul de transfer a traductorului de curent TC.

Întrucît elementul de execuție este redresorul, putem scrie funcția de transfer a circuitului de reglare fără regulatorul de curent:

$$Y_t(p) = \frac{K_t}{(1 + T_s \cdot p)(1 + T \cdot p)} \quad (6)$$

în care:

$$T_s = t_m + T_f \quad (7)$$

iar

$$K_t = \frac{1}{R} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K'_3.$$

Regulatorul de curent care s-a adoptat este de tipul PI cu funcția de transfer

$$Y_4(p) = \frac{1 + \tau_1 \cdot p}{\tau_i \cdot p}.$$

Bucula de curent se optimizează prin folosirea criteriului modulului și deci

$$\tau_1 = T \quad (9)$$

$$\tau_i = 2 \cdot K_t \cdot T_s \quad (10)$$

Folosind relațiile prezentate s-au obținut următoarele valori pentru montajul de laborator: $T=0,118$ s, $T_m=0,251$ s, $t_m=0,00333$ s, $K_1=2,45$ V/grad, $K_2=11,25$ grad/V, $K_3=0,02$ V/A, $K'_3=25,7$; $T_s=0,00585$ s, $K_t=17,813$; $\tau_1=0,118$ s, $\tau_i=0,2082$ s.

În figura 2 se prezintă schema regulatorului de curent ales la care s-au notat bornele de intrare cu i_1, i_2 iar bornele de ieșire cu e_1, e_2 . Relațiile de calcul a parametrilor regulatorului sînt:

$$C_1 = \frac{\tau_i}{R_0} \text{ și } R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} \quad (11)$$

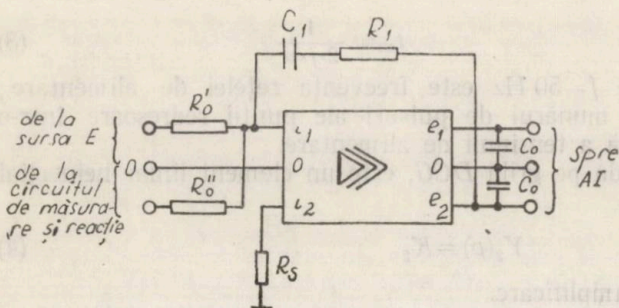


Fig. 2. Schema regulatorului de curent.

zistența de simetrizare $R_s = R'_0 \parallel R''_0 = 4,6$ k Ω (s-a ales 5 k Ω). Capacitatea C_0 are valoare $C_0 = 1$ μ F.

4. S-a ridicat caracteristica mecanică statică artificială a mașinii M pentru o tensiune de alimentare de 140 V. În acest scop regulatorul de curent a fost transformat în regulator P cu coeficient de transfer 1 și bucla de reacție a fost deschisă.

Pentru diferite valori prescrise ale curentului sistemul realizează menținerea constantă a acestora deci a cuplului motor. Rezultă că pentru o anumită valoare constantă a cuplului motor turația la arborele motorului de acționare prezintă un anumit domeniu de variație dependent de mărimea încărcării, în sensul că odată cu creșterea încărcării domeniul de variație a turației se reduce datorită pantei caracteristicii mecanice statice a mașinii M , fig. 3.

S-a verificat comportarea schemei de acționare și în regim dinamic creiat prin șocuri de sarcină oscilografînd curentul absorbit de mașina M , i_m , turația n și curentul debitat de generatorul de sarcină i_g peste rezistența R_2 , fig. 4. Înregistrarea grafică oferă concluzii despre buna stabilitate și calitate dinamică a sistemului de acționare la aplicarea unei sarcini și la anularea acesteia. Șocurile de sarcină s-au creat cu ajutorul generatorului de încărcare prin scurtcircuitarea rezistenței de sarcină.

5. Concluzii. Schema electrică propusă corespunde în vederea realizării unui cuplu constant la turație variabilă.

Durata de stabilizare a curentului în urma procesului tranzistoriu creiat de șocul de sarcină este de 1,5 s, iar numărul de oscilații a mărimii reglate este de 2. Se observă o amortizare foarte pronunțată a asociațiilor mărimii reglate.

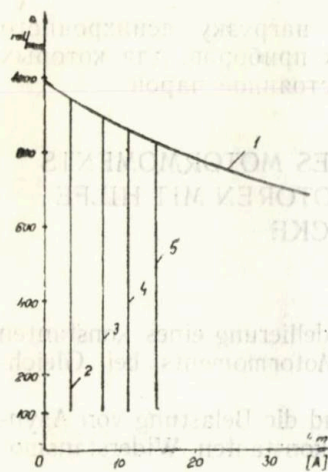


Fig. 3. Caracteristici ridicate experimentale :

1 — caracteristica mecanică statică artificială; 2, 3, 4 și 5 — caracteristici cu cuplu constant.

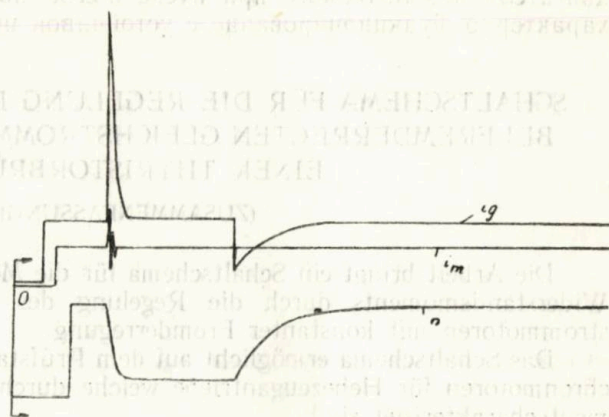


Fig. 4. Comportarea sistemului în regim dinamic la apariția și dispariția unui șoc de sarcină.

Față de soluția clasică cu grupuri de mașini electrice rotative această soluție este mai simplă fiind însoțită și de alte avantaje tehnico-economice specifice utilizării schemelor cu ventile electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Brașovan M., *Acționări electromecanice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1967
2. Papadache I. ș.a., *Reglatoare electronice*. București, Editura tehnică, 1966.
3. Seracin, E., Șora I., Balaci I., Protocol de colaborare cu ICPMRTU Timișoara, 1973.
4. Weinrich G., *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*. București, Editura tehnică, 1970.

СХЕМА ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПАРЫ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОСОБЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТИРИСТОРНОГО МОСТА

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена схема позволяющая регулирование пары двигателя постоянного тока с особым, постоянным возбуждением, в виду симулирования устройчивой постоянной пары.

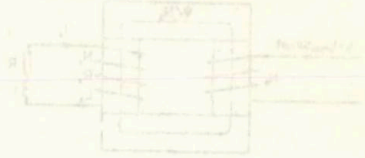
Схема позволяет в условиях лаборатории, нагрузку асинхронного двигателя используемого при пуске подъёмных приборов, для которых характерно функционирование с устойчивой постоянной парой.

SCHALTSCHEMA FÜR DIE REGELUNG DES MOTORMOMENTS BEI FREMDERREGTEN GLEICHSTROMMOTOREN MIT HILFE EINER THYRISTORBRÜCKE

(ZUSAMMENFASSUNG)

Die Arbeit bringt ein Schaltschema für die Modellierung eines konstanten Widerstandsmoments durch die Regelung des Motormoments bei Gleichstrommotoren mit konstanter Fremderregung.

Das Schaltschema ermöglicht auf dem Prüfstand die Belastung von Asynchronmotoren für Hebezeugantriebe welche durch konstanten Widerstandsmoment charakterisiert sind.



PROGRAME DE CALCUL ANALOGIC PENTRU DETERMINAREA CURENTULUI SECUNDAR PERMANENT PERIODIC AL TRANSFORMATORULUI DE CURENT CU CURENTUL PRIMAR SINUSOIDAL ȘI MIEZUL FEROMAGNETIC SATURAT

DE

I. BRAȘOVAN

INTRODUCERE

În regimul de scurtcircuit de durată al sistemelor electroenergetice, înfășurările primare ale transformatoarelor de curent din aceste sisteme sînt parcurse de curenți, avînd forma de variație sinusoidală în funcție de timp. Datorită amplitudinii mari a curenților primari, miezurile feromagnetice ale transformatoarelor de curent aflate în situația amintită se saturează.

Literatura de specialitate tratează acest mod de funcționare al transformatorului de curent, scoțînd în evidență distorsionarea formei de variație în timp a curențului secundar față de cea a curențului primar [9], [10], [14]. Din cauza neliniarității pronunțate a caracteristicii magnetice a miezului feromagnetic saturat, calculul curențului secundar distorsionat al transformatorului de curent este dificil de efectuat. La metodele grafice de calcul [3], [4] se poate opera cu însăși caracteristica magnetică neliniară, pe cînd metodele analitice de calcul se bazează pe aproximări prin segmente de dreaptă [5], [7] sau polinomiale [6] ale caracteristicii magnetice neliniare a miezului feromagnetic. Precizia metodelor grafice precum și a celor analitice este de obicei suficient de ridicată, în schimb durata efectuării calculelor corespunzătoare acestor metode este mare, fiind chiar de ordinul orelor.

Rezultate precise se obțin într-un interval de timp mult mai scurt, folosind programele de calcul analogic descrise în lucrarea de față. Aceste programe se bazează pe o aproximare analitică polinomială a caracteristicii magnetice neliniare a miezului feromagnetic al transformatorului de curent.

ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE ALE TRANSFORMATORULUI DE CURENT

Se consideră transformatorul de curent (fig. 1) la care curențului primar este sinusoidal, iar pierderile de energie din miezul feromagnetic, capacitățile între spirele înfășurărilor și capacitățile între înfășurări sînt neglijabile.

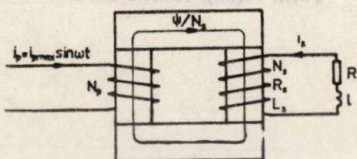


Fig. 1. Schema transformatorului de curent.

Funcționarea acestui transformator de curent este descrisă de ecuațiile

$$i_p \max N_p \sin \omega t + i_s N_s = i_t N_p \quad (1)$$

$$\psi = \psi(i_t) \quad (2)$$

$$-\frac{d\psi}{dt} = (L_s + L) \frac{di_s}{dt} + (R_s + R) i_s \quad (3)$$

în care N_p este numărul de spire al înfășurării primare, N_s numărul de spire al înfășurării secundare, L_s inductivitatea de dispersie a înfășurării secundare, L inductivitatea sarcinii din circuitul secundar, R_s rezistența înfășurării secundare, R rezistența sarcinii din circuitul secundar, $i_p = i_p \max \sin \omega t$ valoarea momentană a curentului primar, i_s valoarea momentană a curentului secundar, i_t valoarea momentană a curentului total, ψ valoarea momentană a înălțurii magnetice a înfășurării secundare corespunzătoare fluxului util, iar t timpul.

Caracteristica magnetică neliniară $\psi(i_t)$ a miezului feromagnetic al transformatorului de curent este redată de obicei sub formă grafică. Această caracteristică se poate aproxima analitic prin expresia polinomială

$$i_t = a_1 \psi + a_{2r+1} \psi^{2r+1} \quad (4)$$

în care r este un număr întreg pozitiv. Cu cât este mai ridicat gradul $2r+1$ al expresiei polinomiale (4), cu atât este mai precisă aproximarea analitică a caracteristicii magnetice neliniare în domeniul corespunzător saturării miezului feromagnetic al transformatorului de curent [2], [8]. Se adoptă

$$2r+1=11 \quad (5)$$

Din ecuațiile (1), (5) rezultă

$$i_s = \frac{N_p}{N_s} (i_t - i_p \max \sin \omega t) = \frac{N_p}{N_s} (a_1 + a_{11} \psi^{11} - i_p \max \sin \omega t) \quad (6)$$

Introducând expresia (6) în ecuația (2), se ajunge la ecuația diferențială neliniară

$$\left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right] \frac{d\psi}{dt} = 11 a_{11} (L_s + L) \psi^{10} \frac{d\psi}{dt} + a_1 (R_s + R) \psi + a_{11} (R_s + R) \psi^{11} = \\ = i_p \max \omega (L_s + L) \cos \omega t + i_p \max (R_s + R) \sin \omega t \quad (7)$$

Dacă inductivitatea de dispersie L_s a înfășurării secundare și inductivitatea L a sarcinii din circuitul secundar sînt neglijabile, atunci ecuațiile (3), (7) se scriu sub forma

$$-\frac{d\psi}{dt} = (R_s + R) i_s \quad (8)$$

$$\frac{N_s}{N_p} \frac{d\psi}{dt} + a_1 (R_s + R) + a_{11} (R_s + R) \psi^{11} = i_p \max (R_s + R) \sin \omega t \quad (9)$$

Ecuațiile (3), (7) respectiv (8), (9) permit determinarea curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent, care are curentul primar sinusoidal și miezul feromagnetic saturat. Întrucât în cazurile considerate condițiile inițiale nu influențează asupra regimului permanent periodic, ele pot fi luate egale cu zero.

PROGRAMELE DE CALCUL ANALOGIC

Programele de calcul analogic pentru determinarea curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent, care are curentul primar sinusoidal și miezul feromagnetic saturat, se bazează pe ecuațiile (3), (7), respectiv (8), (9) și unele reguli fundamentale cunoscute din literatura de specialitate consacrată calculului analogic [11], [13].

Astfel, viteza de lucru a calculatoarelor analogice fiind limitată, timpul t_b al calculatorului analogic („timpul mașinii”) se alege în așa mod, încît frecvența circulară ω_b a tensiunii, care modelează curentul primar, să aibă valoarea în jur de 1 rad/s, ușor realizabilă pe calculatoare analogice. Alegerea scării timpului se face prin urmare pe baza relației de similitudine

$$\omega t = \omega_b t_b \quad (10)$$

De asemenea, pentru curenți, respectiv pentru înălțuirea magnetică se adoptă astfel de valori de referință i_b , ψ_b , încît valorile maxime ale tensiunilor de lucru la intrările și ieșirile diferitelor elemente ale calculatorului analogic să nu depășească tensiunea nominală unitate u_b a calculatorului, dar să fie suficient de apropiate de această tensiune nominală, pentru a asigura calculelor o precizie cît mai ridicată. Adoptarea valorilor de referință se face ținînd seama de următoarele relații de similitudine:

$$\frac{i_p}{i_b} = \frac{u_p}{u_b} \quad (11')$$

sau

$$\frac{i_{p \max}}{i_b} = \frac{u_{b \max}}{u_b} \quad (11'')$$

și

$$\frac{i_s}{i_b} = \frac{u_s}{u_b} \quad (12)$$

$$\frac{i_t}{i_b} = \frac{u_t}{u_b} \quad (13)$$

$$\frac{\psi}{\psi_b} = \frac{u}{u_b} \quad (14)$$

unde $u_p = u_{p \max} \sin \omega_b t_b$, u_s , u_t , u sînt valorile momentane ale tensiunilor de lucru, care corespund în calculatorul analogic valorilor momentane ale curenților $i_p = i_{p \max} \sin \omega t$, i_s , i_t , respectiv valorii momentane a înălțurii magnetice ψ .

Pe baza ecuaţiilor (3), (7) şi a relaţiilor (10)–(14) se obţin următoarele ecuaţii :

$$-\frac{du}{dt_b} = \frac{(L_s+L)i_b}{\psi_b} \frac{du_s}{dt_b} + \frac{(R_s+R)i_b\omega_b}{\omega\psi_b} u_s \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \left[\frac{N_s}{N_p} + a_1(L_s+L) \right] \frac{du}{dt_b} + \frac{11a_{11}(L_s+L)\psi_b^{10}}{u_b^{10}} u^{10} \frac{du}{dt_b} + \frac{a_1(R_s+R)\omega_b}{\omega} u + \\ + \frac{a_{11}(R_s+R)\psi_b^{10}\omega_b}{\omega u_b^{10}} u^{11} = \frac{(L_s+L)i_b\omega_b}{\psi_b} u_p \max \cos \omega_b t_b + \\ + \frac{(R_s+R)i_b\omega_b}{\omega\psi_b} u_p \max \sin \omega_b t_b \end{aligned} \quad (16)$$

căroră le corespunde programul de calcul analogic din fig. 2. Între coeficienţii ce intervin în ecuaţiile (15), (16) şi coeficienţii k ai amplificatoarelor operaţionale

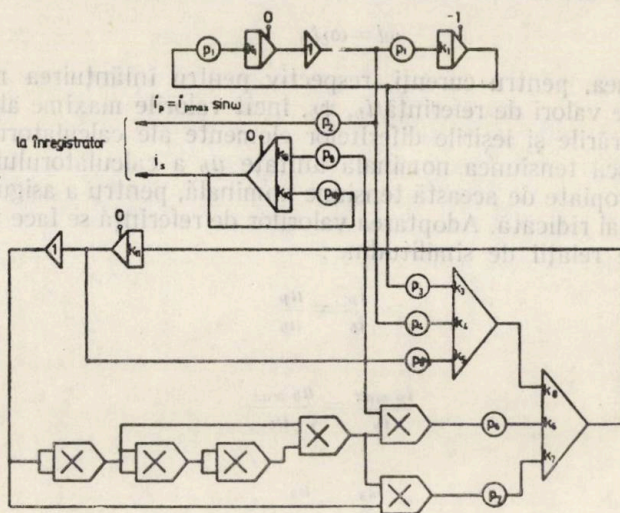


Fig. 2. Program de calcul analogic ($L_s+L \neq 0$).

şi coeficienţii p ai potenţiometrelor operaţionale din programul de calcul analogic există relaţiile

$$k_1 p_1 = \omega_b \quad (17)$$

$$p_2 = \frac{u_{pmax}}{u_b} = \frac{i_{pmax}}{i_b} \quad (18)$$

$$k_3 p_3 = \frac{i_p \max (L_s + L) \omega_b}{\left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right] \psi_b} \quad (19)$$

$$k_4 p_4 = \frac{i_p \max (R_s + R) \omega_b}{\omega \left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right] \psi_b} \quad (20)$$

$$k_5 k_8 k_{11} p_5 = \frac{a_1 (R_s + R) \omega_b}{\omega \left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right]} \quad (21)$$

$$k_6 k_{11}^{10} p_6 = \frac{11 a_{11} (L_s + L) \psi_b^{10}}{\left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right] u_b^{10}} \quad (22)$$

$$k_7 k_{11}^{11} p_7 = \frac{a_{11} (R_s + R) \psi_b^{10} \omega_b}{\omega \left[\frac{N_s}{N_p} + a_1 (L_s + L) \right] u_b^{10}} \quad (23)$$

$$k_9 p_9 = \frac{\psi_b}{(L_s + L) i_b} \quad (24)$$

$$k_{10} p_{10} = \frac{(R_s + R) \omega_b}{\omega (L_s + L)} \quad (25)$$

Dacă inductivitatea de dispersie L_s a înfășurării secundare și inductivitatea L a sarcinii din circuitul secundar sînt neglijabile, atunci pe baza ecuațiilor (8), (9) și a relațiilor (10) – (14) se ajunge la ecuațiile

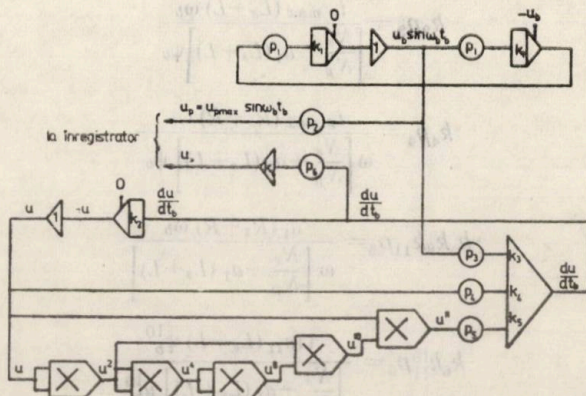
$$\begin{aligned} \frac{N_s}{N_p} \frac{du}{dt_b} + \frac{a_1 (R_s + R) \omega_b}{\omega} u + \frac{a_{11} (R_s + R) \psi_b^{10} \omega_b}{\omega u_b^{10}} u^{11} = \\ = \frac{(R_s + R) i_b \omega_b}{\omega \psi_b} u_p \max \sin \omega_b t_b \end{aligned} \quad (26)$$

$$- \frac{\omega \psi_b}{(R_s + R) i_b \omega_b} \frac{du}{dt_b} = u_s \quad (27)$$

prin intermediul cărora se stabilește programul de calcul analogic din fig. 3. Între coeficienții ce intervin în ecuațiile (26), (27) și coeficienții k ai amplificatoarelor operaționale și coeficienții p ai potențioanelor operaționale din programul de calcul analogic există relațiile

$$k_1 p_1 = \omega_b \quad (28)$$

$$p_2 = \frac{u_p \max}{u_b} = \frac{i_p \max}{i_b} \quad (29)$$

Fig. 3. Program de calcul analogic ($L_s + L=0$).

$$k_3 p_3 = \frac{i_{p \max} N_p (R_s + R) \omega_b}{\omega N_s \psi_b} \quad (30)$$

$$k_2 k_4 p_4 = \frac{a_1 N_p (R_s + R) \omega_b}{\omega N_s} \quad (31)$$

$$k_2^{11} k_5 p_5 = \frac{a_{11} N_p (R_s + R) \psi_b^{10} \omega_b}{\omega N_s u_b^{10}} \quad (32)$$

$$k_6 p_6 = \frac{\omega \psi_b}{(R_s + R) i_b \omega_b} \quad (33)$$

Cu ajutorul programelor de calcul analogic din fig. 2 și fig. 3 se urmărește determinarea curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent, care are curentul primar sinusoidal și miezul feromagnetic saturat. După programarea calculatorului analogic și demararea operațiilor de calcul se așteaptă stabilirea regimului permanent periodic; din acest moment se înregistrează tensiunile $u_p = u_{p \max} \sin \omega_b t_b$ și u_s . Prin intermediul relațiilor de similitudine (10) – (14) se revine apoi la valoarea timpului t , precum și la valorile momentane i_p , i_s a curentului primar și a curentului secundar.

VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

La verificările experimentale ale programelor de calcul analogic din fig. 2 și fig. 3, funcționarea transformatorului de curent cu miezul feromagnetic saturat s-a realizat prin conectarea la bornele înfășurării sale secundare a unei impedanțe, avînd valoarea cu mult mai mare decît impedanța sarcinii nominale, valoarea efectivă a curentului primar sinusoidal fiind mai mică decît curentul nominal primar. Regimul acesta de funcționare al transformatorului de curent

poate fi echivalat cu regimul în care saturarea miezului feromagnetic are loc la sarcina nominală secundară și la valori efective ale curentului primar sinusoidal, care depășesc cu mult curentul nominal primar [1].

Verificările experimentale s-au făcut pe un transformator de curent tip Ti 44-1 (Hartmann & Braun), avînd următoarele date tehnice: curentul nominal primar $I_{pn}=15$ A, curentul nominal secundar $I_{sn}=5$ A, frecvența nominală $f_n=50$ Hz, impedanța sarcinii nominale $Z_{sn}=0,2 \Omega$; raportul numărului de spire este prin urmare $N_s/N_p=I_{pn}/I_{sn}=3$.

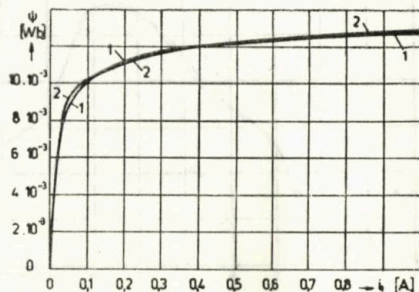


Fig. 4. Caracteristica magnetică neliniară (curba 1) a miezului feromagnetic al transformatorului de curent și aproximarea sa analitică (curba 2).

Prin măsurări s-a stabilit că inductivitatea de dispersie L_s a înfășurării secundare a acestui transformator de curent este neglijabilă, iar rezistența sa $R_s=0,1 \Omega$.

Caracteristica magnetică neliniară $\psi(i_t)$ a miezului feromagnetic al acestui transformator de curent s-a determinat experimental la o variație armonică cu frecvența $f=50$ Hz a înălțurii magnetice ψ și s-a reprezentat apoi grafic prin curba 1 din fig. 4. Aproximarea analitică a acestei caracteristici are expresia

$$i_t = 3,94 \psi + 5,54 \cdot 10^{20} \psi^{11} \quad (34)$$

stabilită prin metoda erorii relative pătrățite minime [6], [12] și reprezentată grafic prin curba 2 din fig. 4.

Valorile maxime ale curentului primar și valorile impedanței sarcinii secundare la care s-au făcut verificările experimentale au fost trecute în tabelul 1; s-au luat în considerare cazul în care la bornele secundare ale transformatorului de curent s-a conectat o sarcină cu caracter inductiv, precum și cazul în care

Tabelul 1

Curent primar		Impedanța sarcinii secundare		Program de calcul analogic	Curbele curentului secundar
$i_{p \max}$ [A]	ω [rad/s]	L [mH]	R [Ω]		
1,65	314	4,38	8,85	Fig. 2	Fig. 5
1,625	314	0	8,4	Fig. 3	Fig. 6

sarcina a avut un caracter pur rezistiv. În fig. 5 şi fig. 6 s-au redat formele de variaţie în funcţie de timp ale curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent pentru cele două cazuri considerate; curbele 1 au fost determinate experimental, iar curbele 2 s-au calculat pe baza programelor din fig. 2 şi fig. 3 cu ajutorul unui calculator analogic tip EAI 8800 (Electronic Associates Incorporated). Rezultatele determinate experimental concordă cu cele calculate.

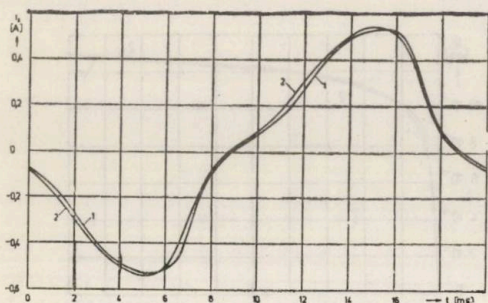


Fig. 5. Curentul secundar permanent periodic determinat experimental (curba 1) şi prin calcul (curba 2) ($L_s + L \neq 0$).

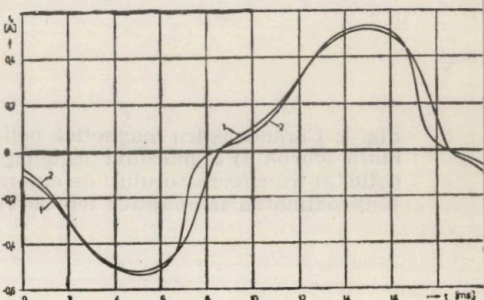


Fig. 6. Curentul secundar permanent periodic determinat experimental (curba 1) şi prin calcul (curba 2) ($L_s + L = 0$).

CONCLUZII

Programele de calcul analogic pentru determinarea curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu curentul primar sinusoidal şi miezul feromagnetic saturat descrise în lucrarea de faţă, se bazează pe o aproximare analitică polinomială a caracteristicii magnetice neliniare a miezului feromagnetic. Dacă gradul aproximării analitice polinomiale este ridicat, atunci rezultatele obţinute prin calcul analogic sînt precise, fapt dovedit de verificările experimentale.

BIBLIOGRAFIE

1. Bauer R., *Die Messwandler*. Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, 1953.
2. Böning W., *Archiv für Elektrotechnik*, 1960, Bd. 45, H. 4, pp. 265–278.
3. Braşovan I., *Electrotehnica*, 1970, vol. 18, nr. 1, pp. 29–32.
4. Braşovan I., *Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic Timişoara, Seria Electrotehnică*, 1971, tom 16(30) nr. 1, pp. 111–116.
5. Braşovan I., *Archiv für technisches Messen*, 1972, H. 5, pp. 95–100.
6. Braşovan I., *Electrotehnica*, 1972, vol. 20, nr. 7, pp. 251–256.
7. Dimitriev K. S., Kazanski V. E., Korolev E. P., Liberzon E. M., *Elektrosvetlo*, 1967, nr. 12, pp. 39–43.
8. Fischer J., Moser H., *Archiv für Elektrotechnik*, 1956, Bd. 42, H. 5, pp. 286–299.
9. Gebelein J. P., Elzi J. A., *Transactions AIEE*, 1940, vol. 59, nr. 7, pp. 541–546.
10. Kaltoven A., *ETZ*, 1961, Bd. 72, H. 24, pp. 707–710.

11. Korn G. A., Korn T. M., *Electronic Analog and Hybrid Computers*. New York — San Francisco — Toronto — London, Mc Graw-Hill Book Company, 1964.
12. Lawrenz R., *Elektrie*, 1967, Bd. 21, H. 7, pp. 262 — 265.
13. Schwartz W., *Analogprogrammierung*. Leipzig, VEB Fachbuchverlag, 1971.
14. Woods C. A., Bottonari, S. A., *Transactions AIEE*, 1940, vol. 59. nr. 7, pp. 544 — 556.

ПРОГРАММЫ АНАЛОГИЧНОГО РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
УСТАНОВЛЕННОГО ПЕРИОДИЧЕСКОГО ТОКА
ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА С СИНУСОИДАЛЬНЫМ
ПЕРВИЧНЫМ ТОКОМ И НАСЫЩЕННЫМ СЕРДЕЧНИКОМ
(РЕЗЮМЕ)

У трансформаторов тока, которые работают в режиме насыщения своего ферромагнитного сердечника, установленный периодический вторичный ток может быть несинусоидальным не смотря на то, что первичный ток синусоидален. В этой работе представляются новые программы аналогичного решения, которые позволяют скоростное определение, высокой точностью, этого установленного периодического вторичного тока.

ANALOGRECHENPROGRAMME FÜR BESTIMMUNG
DES EINGESCHWUNGENEN SEKUNDÄRSTROMES EINES
MIT SINUSFÖRMIGEM PRIMÄRSTROM UND GESÄTTIGTEM
EISENKERN BETRIEBENEN STROMWANDLERS
(ZUSAMMENFASSUNG)

Bei einem mit gesättigtem Eisenkern betriebenen Stromwandler kommt es vor, dass der eingeschwungene Sekundärstrom nicht sinusförmig ist, während der Primärstrom einen sinusförmigen Verlauf besitzt. In der vorliegenden Arbeit werden Analogrechenprogramme, die die schnelle und genaue Vorausberechnung dieses eingeschwungenen Sekundärstromes erlauben, beschrieben.

ASPECTE TEHNICO-ECONOMICE ALE PERSPECTIVEI DE DEZVOLTARE A REȚELOR DE ÎNALTĂ ȘI MEDIE TENSIUNE DIN TIMIȘOARA*

DE
L. MOLDOVAN

INTRODUCERE

Ritmul rapid de creștere al consumului urban de energie electrică prevăzut pentru etapa următoare impune efectuarea unor studii asupra unei perioade suficient de extinse pentru ca măsurile de dezvoltare ale rețelei electrice de distribuție urbană adoptate, să fie cele care corespund unei soluții optime din punct de vedere tehnic și economic.

În cele ce urmează se prezintă elementele luate în considerare, metodologia de studiu adoptată cât și principalele rezultate obținute printr-un studiu asupra dezvoltării rețelelor electrice urbane din Timișoara, pentru o perioadă de calcul de 30 ani începînd cu 1972.

DATE DE CALCUL

Suprafața orașului s-a împărțit pentru necesitățile prezentului studiu în 15 zone caracterizate printr-o distribuție relativ uniformă a densității de construcții de locuințe și a densității de locuitori [2].

Pe baza datelor privind consumul urban de energie electrică pentru anul zero („0”) anul de început al perioadei de calcul [3], prin adoptarea unei dinamici privitoare la creșterea anuală a consumului urban de energie electrică apropiată de cea stabilită în studii indigene de specialitate [1] s-a determinat nivelul consumului urban pentru anul final al perioadei de calcul, cât și pentru perioadele intermediare (anul „5” și anul „10”) și care sînt prezentate în tabelul 1. Din acest tabel se constată că în condițiile diminuării dinamice creșterii anuale adoptate a consumului de energie electrică de la 12,75% pentru perioada an „0” la an „5”, la 10,45% pentru intervalul cuprins între anii „10” și „30” consumul urban de energie electrică pentru municipiul Timișoara înregistrează o creștere de la 46,6 MVA în anul „0” la 640 MVA în anul „30”.

În vederea stabilirii distribuției consumului urban pe teritoriul orașului Timișoara pentru anul zero cât și pentru perioadele intermediare (anul „5”

* Lucrarea prezentată la sesiunea de comunicări tehnico-științifice organizată de cîntea primei sărbătoriri a zilei energieticianului, Timișoara, 21.10.1973.

Tabelul 1

Creșterea consumului urban de energie electrică pentru municipiul Timișoara pe o perioadă de calcul de 30 ani începînd cu 1972

Anul	„0“	„5“	„10“	„30“
Consum (MVA)	46,6	85	139,6	640
Perioada de dublare a consumului (ani)	5,75	7	9,1	
Dinamica creșterii anuale a consumului de energie electrică (%)	12,75	10,45	8	

și „0“ și finală anul „30“) s-a admis existența proporționalității în raport cu distribuția populației bazat pe faptul că în zonele cu densitate de locuitori mare, există și un grad mai mare de acoperire a terenului cu locuințe, rețeaua edilitară este mai dezvoltată, ceea ce conduce și la o densitate de sarcină (MVA/kmp) mai mare. Avînd defalcarea pe zone a populației orașului și suprafața zonelor I–XV pentru momentele considerate ale perioadei de calcul (anii „0“, „5“, „10“ și „30“) și cunoscînd din tabelul 1 nivelul consumului urban de energie electrică pentru aceleași momente, se prezintă în tabelul 2 evoluția consumului urban defalcat pe cele 15 zone în care a fost împărțit orașul precum și a densității de sarcină.

Tabelul 2

Evoluția consumului urban și a densității de sarcină în municipiul Timișoara pe un interval de 30 ani începînd cu 1972

Zona	„0“			„5“			„10“			„30“		
	Supr. (kmp)	MVA	MVA /kmp	Supr. (kmp)	MVA	MVA /kmp	Supr. (kmp)	MVA	MVA /kmp	Supr. (kmp)	MVA	MVA /kmd
I	0,7	7,17	10,25	0,71	10,73	15,1	0,8	13,4	16,8	0,85	28,7	34,6
II	1,42	1,15	0,81	1,55	2,46	1,59	1,67	3,66	2,2	2,45	34	13,9
III	1,29	2,83	2,20	1,35	4,69	3,46	1,38	6,6	4,8	1,86	30,4	16,3
IV	2,01	6,41	3,20	2,21	10,3	4,66	2,32	12,8	5,52	2,95	48,3	16,4
V	2,57	7,40	2,88	2,76	15	5,44	3,11	26,22	8,44	4,05	73,2	18,3
VI	1,78	5,6	3,15	1,82	7,57	4,16	1,90	9,4	4,95	3,23	62,6	19,4
VII	2,6	5,47	2,10	3,12	17,6	5,64	3,21	24,06	7,5	4,56	94	20,6
VIII	1,11	0,76	0,68	1,21	1,12	0,92	1,84	20,48	11,15	4,10	74,5	18,2
IX	1,5	1,55	1,03	1,58	2,28	1,44	1,63	5,14	3,16	3,16	58,8	18,6
X	1,91	4,92	2,58	2,02	8,76	4,34	2,12	11,72	5,53	3,53	65,3	18,5
IX	1,13	0,98	0,86	1,23	1,76	1,43	1,59	3,02	1,9	2,84	62,6	22,1
XII	0,54	1,23	2,28	0,56	1,5	2,68	0,64	1,69	2,62	0,64	1,31	2,03
XIII	0,22	0,37	1,68	0,32	0,49	1,55	0,33	0,48	1,48	0,33	2,09	6,37
XIV	0,36	0,35	0,97	0,36	0,38	1,07	0,37	0,43	1,19	0,37	1,57	4,29
XV	0,65	0,41	0,63	0,65	0,45	0,69	0,66	0,5	0,76	0,66	2,62	3,99
Total medie	19,84	46,6	2,35	21,5	85	4,05	23,66	139,6	5,88	34,6	640	18,5

METODOLOGIA DE STUDIU

Au fost examinate în principiu 2 scheme de distribuție la MT cu alimentarea în serie a posturilor de transformare prin cabluri de 10 kV, racordate la aceeași stație de injecție în buclă sau racordate la barele a 2 stații de injecție învecinate (fig. 1). În ambele cazuri funcționarea rețelei de medie tensiune s-a considerat cu secționare la mijloc (radială). Aceste scheme au fost luate spre examinare întrucât și actualmente distribuitorii din rețeaua de medie tensiune a municipiului Timișoara, fie pleacă și sosesc la aceeași stație, fie pleacă de la o stație de injecție la alta, funcționând în schemă de alimentare radială.

Tensiunea nominală a tuturor variantelor analizate a fost 10 kV fiind tensiunea actuală a rețelei de medie tensiune din oraș. Ea rămâne și la sfârșitul perioadei de calcul cea mai economică [4] deoarece densitatea medie de sarcină nu depășește 20 MVA/kmp după cum reiese din ultima coloană a tabelului 2.

Secțiunea unitară a distribuitorilor de 10 kV a fost adoptată egală cu 3×150 mmp având ca material conductor aluminiul, iar ca izolație pe fază, hîrtie electroizolantă sau rășini polivinilice. S-au luat în considerare ambele tipuri de izolație întrucât actualmente există cabluri de 10 kV cu izolație de hîrtie și izolație de masă plastică avînd costuri unitare diferite. Din aceleași considerente puterea nominală a transformatoarelor de injecție s-a luat de 25 MVA și 40 MVA, montate cîte unul sau cîte două în stație. În toate schemele analizate se asigură continuitatea în alimentare în ipoteza căderii unui element de rețea, după izolarea prin manevre de comutații ale elementului de rețea avariat.

Pentru stabilirea soluției optime de realizare a rețelei de distribuție urbană am analizat 16 variante notate cu I – XVI în coloana 1 a tabelului 3 care diferă între ele prin numărul și puterea unitară a transformatoarelor de 110/10 kV din stațiile de injecție (coloana 2 a tabelului 3) prin felul distribuției în cablu de 10 kV și anume *B* – în buclă de pe barele aceleiași stații de injecție, *R* – radial între barele a două stații învecinate (coloana 3 a tabelului 3) și în sfîrșit prin felul izolației cablurilor de 10 kV (coloana 4 a tabelului 3), *H* – cu izolație de hîrtie electroizolantă, *MP* – cu izolație din mase plastice.

Pentru aprecierea lungimilor cablurilor de 10 kV, necesare în cazul diverselor variante în momente diferite ale perioadei de calcul, ținînd cont de evoluția consumului urban ridicat, în tabelul 1, s-a folosit o metodă de simulare prin tragere la sorți. În vederea aplicării acestei metode s-a împărțit planul orașului într-o rețea de careuri elementare, figurile 2, 3, 4 adoptînd ca regulă de simulare, limitarea numărului posturilor de transformare care pot apare într-un careu elementar și excluderea în continuare de la tragerea la sorți,

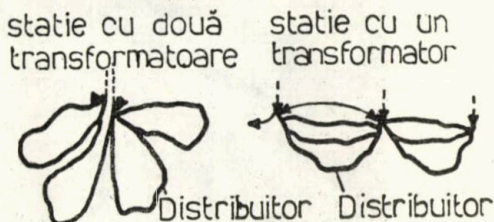


Fig. 1. Scheme de principiu pentru distribuția la medie tensiune.

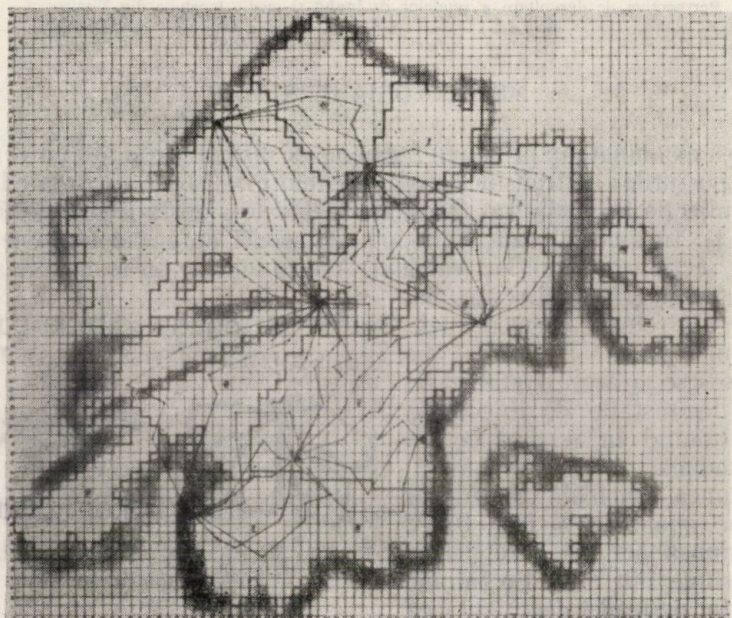


Fig. 2. Amplasarea sarcinilor elementare printr-o metodă de simulare prin tragere la sorti pentru anul 5 și stabilirea lungimii probabile a rețelor de medie tensiune pentru varianta II.

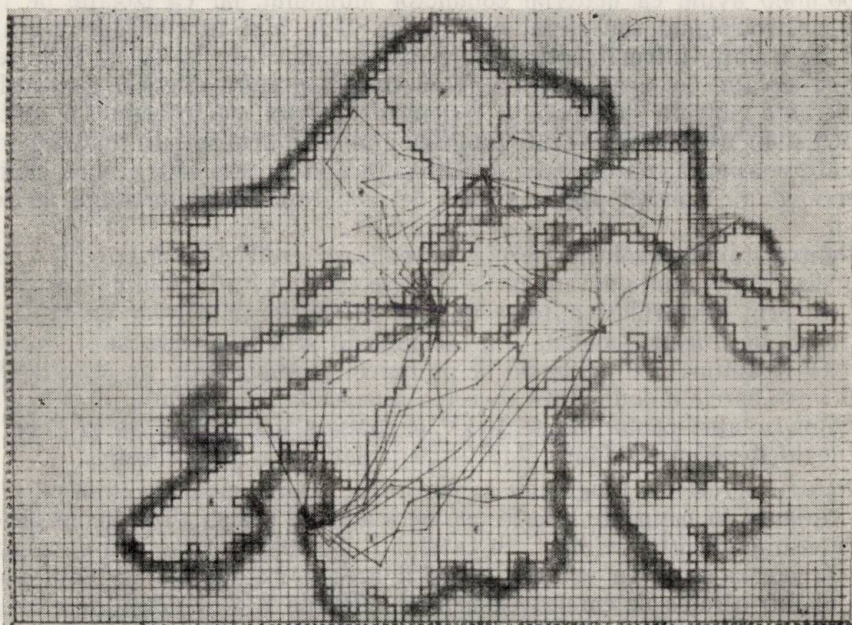


Fig. 3. Amplasarea sarcinilor elementare pentru anul 10 al perioadei de calcul.

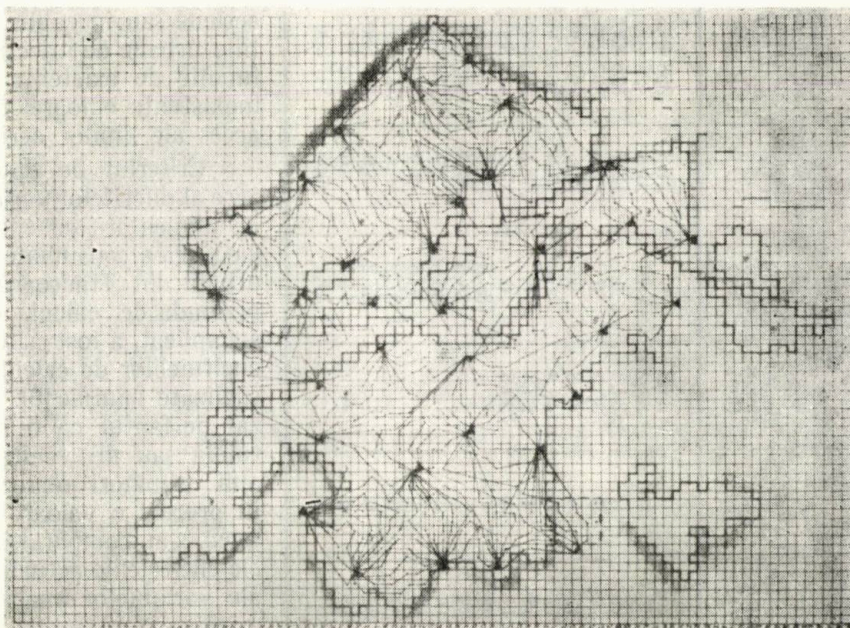


Fig. 4. Amplasarea sarcinilor elementare pentru anul 30 al perioadei de calcul.

cînd acesta conține numărul limită de posturi de transformare (sarcina elementară a unui careu).

În cazul analizat sarcina elementară stabilită pentru careul elementar cu latura de 125 m a fost de 0,8 MVA.

Stabilind și amplasamentul stațiilor de injecție pe planul orașului și legînd în serie sarcinile elementare ieșite la tragerea la sorti, pentru numărul de sarcini ce pot fi racordate la un distribuitor se obține configurația teoretică a rețelei de distribuție de medie tensiune. În figurile 2, 3 și 4 se pot vedea configurațiile teoretice ale rețelelor de MT pentru anul 5, 10 și 30, în cazul distribuitorilor legați între barele a două stații de injecție învecinate, în care sînt amplasate două transformatoare de 40 MVA, 110/10 kV.

Pentru a obține lungimea reală a rețelelor de medie tensiune s-au figurat pe planul orașului poziția posturilor de transformare ce corespund sarcinii pentru careul elementar adoptată, și s-au racordat între barele stațiilor înseriate (R) sau pe barele stațiilor alimentate în buclă (B).

Pentru fiecare variantă corespunzător anului final al perioadei de calcul, sînt indicate lungimile rețelei ce trebuie construită, în coloana 5 a tabelului 3.

În ceea ce privește rețeaua de 110 kV s-a luat în considerare alimentarea stațiilor de injecție din inelul liniei aeriene de 110 kV ce înconjoară municipiul și care leagă actualmente între ele stația de 220/110 kV cu cele trei stații de injecție de înaltă tensiune, iar în viitor de la acestea se vor alimenta prin linii

Tabelul 3

Nr. var- antei	Nr. și pu- terea tran- sfer din stații (MVA)	Felul distrib. în cablu, de 10 kV; B în buclă de pe barele aceleiași stații cu înscrierea posturilor de transf.; R — între barele a două stații învecinate	Felul izol. cabl. de 10 kV; H — de hîrtie electrolizol.; MP — de masă plastică	Cablul nou de 10 kV (km)	Nr. stațiilor de injec- ție noi în perioada de calcul		Linii aeriene de 110 kV		Linii sub- terane de 110 kV (km)	Cheltuieli actualizate de calcul (mii lei)
					Tip racord adinc (buc)	Cu eclușe sosite și trafo (buc)	Simple circuit (km)	Dublu circuit (km)		
I	1×25	R	H	800	25	6	38,2	6	21,8	358 460
II	1×25	R	MP	800	25	6	38,2	6	21,8	427 460
III	1×40	R	H	816	16	5	30,3	6	12,2	325 830
IV	1×40	R	MP	816	16	5	30,3	6	12,2	387 830
V	1×25	B	H	762	17	5	48,8	6	10,6	305 130
VI	1×25	B	MP	762	17	5	48,8	6	10,6	363 130
VII	1×40	B	H	798	11	4	29,5	6	7	286 380
VIII	1×40	B	MP	798	11	4	29,5	6	7	347 380
IX	2×25	R	H	741	33	7	—	36,5	16,6	336 250
X	2×25	R	MP	741	33	7	—	36,5	16,6	392 250
XI	2×40	R	H	684	18	4	—	30,5	2,9	278 100
XII	2×40	R	MP	684	18	4	—	30,5	2,9	331 100
XIII	2×25	B	H	702	32	6	—	37,2	16,6	352 180
XIV	2×25	B	MP	702	32	6	—	37,2	16,6	405 580
XV	2×40	B	H	727	18	4	—	34,1	4,6	292 200
XVI	2×40	B	MP	727	18	4	—	34,1	4,6	347 200

aeriene sau în cablu stațiile urbane de injecție în funcție de existența sau inexistența culoarelor de acces ale liniilor aeriene.

Criteriul de optimizare al diferitelor variante de alimentare cu energie electrică a consumatorilor urbani din Timișoara pe perioada de calcul, care s-a aplicat, a fost criteriul cheltuielilor de calcul actualizate minime [6]. Bazat pe faptul că o cheltuială sau un venit din anii următori reprezintă în prezent o valoare mai mică, s-au comparat între ele cheltuielile actualizate ale variantelor analizate.

CONCLUZII

Calculul s-a aplicat pentru elementele determinate pentru fiecare variantă considerînd cheltuielile specifice de investiții și exploatare conform [5] iar rezultatele lor sînt prezentate în tabelul 3.

Din cele 16 variante analizate rezultă că soluția cea mai avantajoasă corespunde rețelei care înseriază posturile de transformare între barele a două stații de injecție alăturate echipate cu cîte două transformatoare de 40 MVA, 110/10 kV, izolația distribuitorilor în cablu fiind de hîrtie electro-

izolantă. Se poate de asemenea aprecia că și dintre variantele ce preconizează utilizarea cablurilor de 10 kV cu izolație de masă plastică (variantele pare din tabelul 3) cea mai eficientă variantă din punct de vedere economic este tot aceea cu rețelele de medie tensiune legate între stații, acestea din urmă echipate cu două transformatoare de 40 MVA.

Pe baza celor spuse mai sus se poate constata că deciziile ce trebuie luate pentru dezvoltarea rețelelor de medie tensiune pentru un oraș oarecare și în cazul analizat — pentru Timișoara — se pot fundamenta tehnic și economic pentru ca eficiența economică a dezvoltării rețelelor să fie maximă însă studiul privind dezvoltarea rețelelor trebuie reluat la un interval de cel puțin 5 ani pentru a corela dinamica creșterii anuale a consumului, adoptată cu cea reală, pentru a ține cont de amplasamentele definitive în această perioadă a stațiilor de injecție față de cele estimate.

BIBLIOGRAFIE

1. * * *, Studiu privind dezvoltarea și sistematizarea rețelelor urbane ((publice) de înaltă tensiune și medie tensiune din orașul Arad, ISPE, București, noiembrie 1970.
2. * * *, Schiță de sistematizare a municipiului Timișoara, Ed. 1971 pe perioada 1971—1980, DSAPC, Timișoara, 1971.
3. * * *, Studiul de perspectivă privind dezvoltarea rețelelor urbane în județul Timiș, etapa 1971—1980, lucrarea IRE Timișoara, nr. 4 a/70.
4. Aizenberg B. L., ș.a., *Rețele electrice urbane*, Editura Tehnică București 1963.
5. P. Dimoș, ș.a., *Calculul și proiectarea sistemelor electroenergetice*, Editura tehnică București, 1971.
6. * * *, Normativ privind proiectarea rețelelor electrice urbane de înaltă tensiune, medie și joasă tensiune (partea electrică), Redactarea II ISPE, București, mai 1969.
7. Tarnavschis, *Metodă și algoritm de calcul pentru studiul rețelelor de distribuție și alimentare la i.t. și m.t. urbane*, București, Editura de ISPE București, 1970.

ТЕХНИЧЕСКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ЗАДАЧИ СВЯЗАННЫЕ С ПЕРСПЕКТИВАМИ РАЗВИТИЯ СЕТЕЙ ВЫСОКОГО И СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ В ГОРОДЕ ТИМИШОАРА

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены некоторые виды развития электрических городских сетей из Тимишоары, рассмотрение за 30-ти летний период, и оценивается варианта ведущая к наименьшим расчётным расходам.

TECHNICO-ECONOMICAL ASPECTS CONCERNING THE PROSPECT OF THE DEVELOPMENT OF HIGH AND MEDIUM VOLTAGE NETWORK IN TIMIȘOARA

(SUMMARY)

Paper presents some aspects concerning the development of electrical network in Timișoara. Investigations have been carried out having in view a period of 30 years and minimum calculations cost has been established.

PROCÉDÉ D'IDENTIFICATION EXPÉRIMENTALE D'AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES À SELF SATURATION*

DANS

ȘT. PREITL, T. DRAGOMIR

1. INTRODUCTION

Grâce à la grande diversité constructive de l'amplificateur magnétique (A.M.) les relations qui décrivent leur comportement en régime dynamique (équations différentielles ou fonctions de transfert) diffèrent en fonction du type A.M., tant en ce qui concerne leur structure, que en ce qui concerne le mode de calcul des différents coefficients [1–4]. Dans cette situation l'utilisateur peut en appeler, soit aux relations théorétiques complexes, extrêmement difficiles à utiliser à cause du grand nombre des paramètres constructifs et constantes de matériel, dans la majorité de cas, inaccessibles [1], soit aux relations plus simples, informatives, avec applicabilité limitée, imposée par la connaissance de dates de catalogue [3], [4]. En conséquence, si l'utilisateur ne dispose pas de dates constructives ou de catalogue, certes, la détermination du modèle mathématique de A.M. devient soit impossible, soit seulement informative.

Dans le présent article on propose un procédé d'identification expérimentale de A.M. à self saturation, à sortie en courant continu, basé sur la méthode de la caractéristique de réponse au signal dégradé, qui élimine les désavantages mentionnés.

2. LA PRÉSENTATION DU PROCÉDÉ EXPÉRIMENTAL D'IDENTIFICATION

Tenant compte que dans la cas A.M. à self saturation à sortie en courant continu, à une variation en degré de la tension de commande U_c (grandeur d'entrée), le courant de charge I (grandeur de sortie) varie comme dans la figure 1, courbe A, le modèle mathématique du A.M. en régime dynamique $f(I_{\text{moy}}, U_c, t) = 0$, ne peut pas être déterminé par l'utilisation d'enroulement de pointe du courant de charge, courbe B de la figure 1. Cela s'explique, d'une

* Le matériel a été communiqué à la „Session des jeunes ingénieurs et techniciens“, organisée par l'Institut Polytechnique „Traian Vuia“ de Timișoara, en 23–24 février 1974.

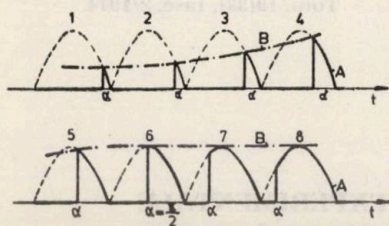


Fig. 1.

Pour :

$$\alpha \geq \pi/2 \quad (1)$$

la dépendance entre les deux grandeurs est exprimée dans une première approximation, par la relation :

$$I_v = \pi \cdot I_{moy} \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \quad (2)$$

Dans le cas réel, entre I_{moy} et I_v il existe aussi une dépendance biunivoque, mais différente en quelque mesure, de celle définie par la relation d'approximation (2), dans le sens qu'à un certain courant I_v , I_{moy} a une valeur plus grande que celle donnée par la relation (2) grâce à l'impédance finie de A.M. en état non saturé et grâce à la variation non instantanée de courant de charge vers la valeur de pointe. Par la suite, connaissant la dépendance réelle entre I_v et I_{moy} pour $\alpha \geq \pi/2$, la réponse au signal degré $I_{moy}(t)$ pourra être déterminée à l'aide d'enroulement des valeurs de pointe de la réponse $I_v(t)$.

Ainsi, l'identification expérimentale de A.M. à self saturation, apparaît comme possible, le procédé expérimental traversant les étapes suivantes :

a) On vérifie en régime permanent si pour les valeurs initiale et finale de la tension de commande U_{c1} et U_{c2} , les valeurs correspondantes d'angle de saturation α_1 et α_2 , respectent la condition (1).

b) On détermine expérimentalement la dépendance $I_{moy}(I_v)$ pour différentes valeurs de U_c , uniformément distribuées dans l'intervalle U_{c1} , U_{c2} .

c) On relève expérimentalement la réponse A.M. à la variation en degré de U_c , de U_{c1} à U_{c2} , d'où on trace la courbe enrouleuse de pointes de courant de charge $I_v(t)$.

d) En utilisant la dépendance de la caractéristique $I_y(t)$ (obtenue au point b) on détermine la caractéristique $I_{moy}(t)$.

e) On prépare la caractéristique de réponse $I_s(t)$ ainsi obtenue, en utilisant des procédés d'identification appropriés [5], [6], en vue d'obtenir le modèle mathématique du A.M., qui dans la majorité des cas résultera sous la forme d'une fonction de transfert :

$$Y(s) = \frac{I_{moy}(s)}{U_c(s)} = \frac{K \cdot e^{-sTm}}{1+sT} \quad (3)$$

ou sous la forme d'une fonction de transfert avec deux constantes de temps :

$$Y(s) = \frac{I_{moy}(s)}{U_c(s)} = \frac{K}{1+sT_1)(1+sT_2)} \quad (3')$$

En final il faut remarquer que grâce au fait que A.M. n'est pas un élément autonome, ayant les paramètres du modèle mathématique (3) ou (3') dépendants des circuits qui assurent les grandeurs de commande et polarisation, l'identification expérimentale, doit être réalisée dans les conditions du schéma où A.M. fonctionnera réellement, d'autant plus que les calculs théorétiques tiennent compte des paramètres des circuits mentionnés [1], [2], [3].

3. EXEMPLIFICATION DU PROCÉDÉ

Pour exemplifier le procédé, on a considéré un A.M. à self-saturation de type AMSU 4a, de série UNIDIN, dont les caractéristiques sont spécifiées dans [4].

Pour l'enregistrement de la variation $I_v(t)$ et de la dépendance $I_{moy}(I_v)$, on a utilisé un oscilloscope à remanence.

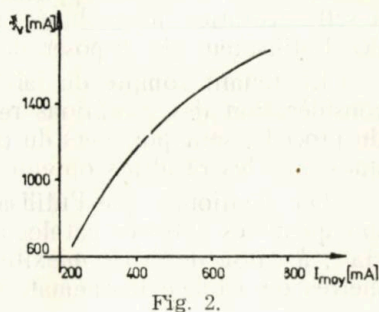
La dépendance entre les valeurs de pointe et moyennes des courant de charge, relevée, expérimentalement est présentée dans la figure 2, et la réponse A.M. au signal dégradé $I_v(t)$ est tracée dans la figure 3. La variation $\Delta I_{moy}(t)$ obtenue conformément au point 2, est présentée dans la figure 4.

Analysant cette courbe on a trouvé que la meilleurs approximation était donnée par un modèle mathématique de forme (3) :

$$Y(s) = \frac{0,688 e^{-0,045 s}}{1+0,194 s} \quad (5)$$

Avec les relations données par le catalogue UNIDIN [4] et tenant compte des circuits de commande et polarisation, pour la constante de temps, a résulté la valeur $T = 0,303 s$; en même temps, conformément aux [1], [3], [4], le temps mort des A.M. monophasés de type considéré, est $T_m = 0,02 s$. En conséquence le modèle mathématique de calcul est de forme :

$$Y(s) = \frac{0,688 e^{-0,02 s}}{1+0,303 s} \quad (6)$$



La vérification des résultats obtenus dans le cas présenté a démontré que l'approximation de la courbe expérimentale de réponse par le modèle mathématique (5) est supérieure à celle réalisée par le modèle mathématique (6). Reprenant la comparaison de cas deux résultats pour d'autres cas, on a constaté que l'observation conserve sa validité, les modèles mathématiques

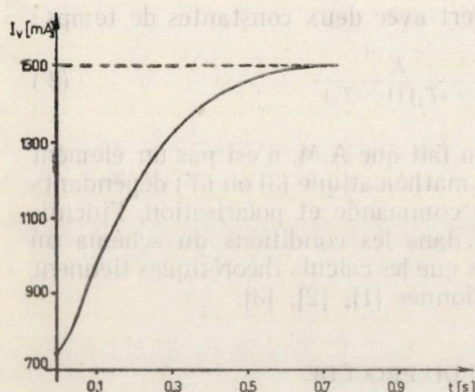


Fig. 3.

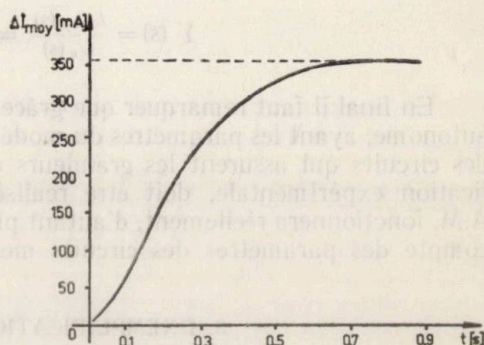


Fig. 4.

déterminés par le procédé exposé conduisant à des erreurs maximum, approximativement de 5% de la valeur stationnaire de la variation du courant moyen ΔI_{moy} , et les modèles mathématiques, basés sur des données de catalogue, à des erreurs maximum, approximativement de 14%.

4. CONCLUSIONS

Le procédé d'identification présenté dans l'article, se caractérise par sa simplicité et sa bonne applicabilité dans le cas d'amplificateurs magnétiques à self saturation monophasés, le procédé étant conditionné par la possibilité de l'utilisateur de disposer de dispositifs enregistreurs correspondants.

En tenant compte du fait que pour son applicabilité on recommande la considération des conditions réelles de travail, on apprécie que les résultats du procédé, sont plus près du comportement réel du A.M. en régimes dynamiques, que les résultats obtenus à base de données de catalogue.

On mentionne que l'utilisation du procédé devient plus justifiée lorsque manquent les données de catalogue ou dans le cas des A.M. de construction spéciale, à cause de la complexité des relations théorétiques de calcul des paramètres du modèle mathématique de A.M.

BIBLIOGRAPHIE

1. Bejan I., *Amplificatorul magnetic în sistemele automate*, Editura Tehnică, 1972, București, România.
2. Weinrich G., ș.a., *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*, Vol. I și II. Editura Tehnică, 1970. București, România.
3. Papadache I., ș.a., *Regulatele electronice*, Editura Tehnică, 1966, București, România.
4. M.I.C.M. — I.P.A., *Catalog UNIDIN*, Vol. I, II, III, ediția 1967, IPA București, România.

5. Penescu C., *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*, Editura Tehnică, 1968 București, România.
6. T. Dragomir, S. Preitl, *Procedeu de identificare a proceselor aperiodice*, Buletinul Științific și tehnic al IPT, Seria Electrotehnică fascic. 1, 1974, Timișoara România.

СПОСОБ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается способ экспериментальной идентификации магнитных усилителей с самонасыщением, с выходом по постоянному току, основывающая на методе характеристики ответа на сигнал ступень, однако кондиционированны возможности располагать соответствующими регистрирующими установками.

PROCEDEU DE IDENTIFICARE EXPERIMENTALĂ A AMPLIFICATOARELOR MAGNETICE CU AUTOSATURAȚIE

(REZUMAT)

În lucrare se propune un procedeu de identificare experimentală a amplificatoarelor magnetice cu autosaturație, cu ieșire în curent continuu, bazat pe metoda caracteristicii de răspuns la semnal treaptă, dar condiționat de posibilitatea utilizatorului de a dispune de dispozitive înregistratoare corespunzătoare.

DETERMINAREA VARIAȚIEI CÎMPULUI MAGNETIC, ÎN ZONELE DE CAPĂT, LA MOTOARELE LINIARE BILATERALE

DE

M. BABESCU

1. INTRODUCERE

Lungimea finită, în direcția de mișcare, a mașinii liniare, dă naștere la efectul longitudinal, împărțit în lucrarea [2], în efect static și dinamic.

Deoarece în majoritatea lucrărilor se presupune că există cîmp magnetic numai în zona întrefierului mașinii, se neglijează de fapt, influența formei inductoarelor asupra parametrilor mașinii.

Doar în [7], se ține seama de permeanța tuburilor elementare de cîmp din afara întrefierului, rezultînd o lungime de calcul a mașinii mărită față de lungimea reală cu coeficientul K (fig. 1).

În lucrarea de față, bazîndu-ne pe forme geometrice date a inductoarelor la capete, se deduce modul de variație a cîmpului magnetic în zonele de capăt.

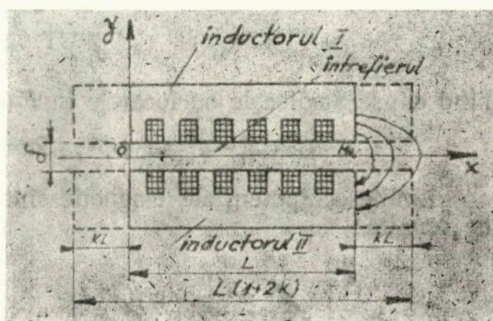


Fig. 1. Liniile cîmpului magnetic în zonele de capăt și modificarea lungimii mașinii datorită acestui cîmp.

2. VARIAȚIA CIMPULUI MAGNETIC ÎN ZONELE DE CAPĂT, LA DIFERITE FORME ALE CAPETELOR INDUCTOARELOR

În general, problema determinării formei inductorului pentru o anumită variație impusă inducției magnetice, nu se poate soluționa analitic, ci doar prin metode numerice. În lucrarea [1] se găsește că pentru o variație a cîmpului de forma :

$$H = H_0 \left(\frac{X_0}{X} \right)^n \quad (1)$$

curba directoare a suprafeței inductorului este o parabolă.

În prezenta lucrare, evitîndu-se soluțiile numerice, se caută soluții analitice, metoda de analiză, fiind metoda funcțiilor analitice.

Drept funcții de transformare se folosesc următoarele :

$$\textcircled{1} W_1 = \argch z/c; \textcircled{2} W_2 = e^z; \textcircled{3} W_3 = K \cdot \ln(z-c)/(z+c); \quad (2)$$

cu ajutorul cărora se găsesc curbele directoare : o hiperbolă, o curbă logaritmică, un arc de cerc.

În calcule, s-au făcut următoarele ipoteze simplificatorii :

— permeabilitatea miezului feromagnetic al inductoarelor s-a considerat infinită ;

— s-a presupus că în întrefierul mașinii există un câmp plan-parallel ;

— se consideră numai câmpul magnetic inductor.

Din ecuațiile lui Maxwell se poate arăta că potențialul magnetic scalar (V_m) al câmpului H în întrefierul mașinii, satisface ecuația lui Laplace : $\nabla^2 V_m = 0$. Deoarece funcțiile $\textcircled{1}$, $\textcircled{2}$ și $\textcircled{3}$ sînt funcții olomorfe, îndeplinesc condițiile lui Chaucky-Riemann și deci satisfac ecuația lui Laplace.

Prin urmare, în cazul $\textcircled{1}$, $W_1 = \argch z/c$, liniile de câmp magnetic sînt date de ecuația :

$$\frac{X^2}{a_1^2} + \frac{y^2}{b_1^2} = 1 \quad (3)$$

fiind elipse omofocale cu focarele în $F(0, c)$ și $F'(0, -c)$, și :

$$C^2 = b_1^2 - a_1^2 = a^2 + b^2; \quad 2a = \delta \text{ (întrefierul mașinii)}.$$

Liniile echipotențiale magnetic sînt hiperbole cu focarele tot în F și F' , de ecuație :

$$\frac{y^2}{a^2} - \frac{X^2}{b^2} = 1 \quad (4)$$

Se obține, în acest mod, expresia câmpului magnetic în punctul $M(X, 0)$, situat pe axa de simetrie, sub forma :

$$H = \frac{H_0 \cdot c}{\sqrt{X^2 + C^2}} \quad (5)$$

unde : H_0 este valoarea câmpului magnetic în zona întrefierului constant al mașinii.

În fig. 3, s-a reprezentat variația câmpului magnetic în zona întrefierului neuniform, pentru două cazuri particulare : $a=b$ și $a=2b$.

În cazul $\textcircled{2}$, $W_2 = e^z$, liniile de câmp au ecuația :

$$X = \ln V - \ln(\sin y) \quad (6)$$

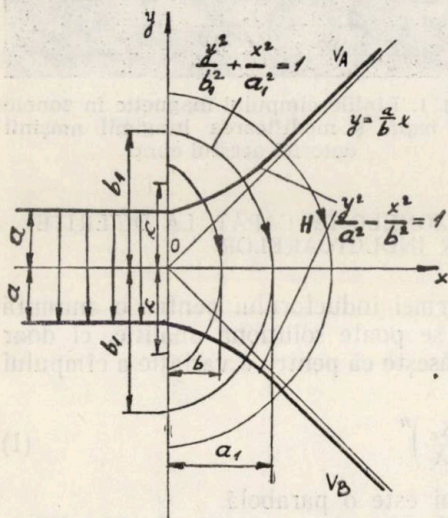


Fig. 2. Forma inductorului la capete este dată de o hiperbolă

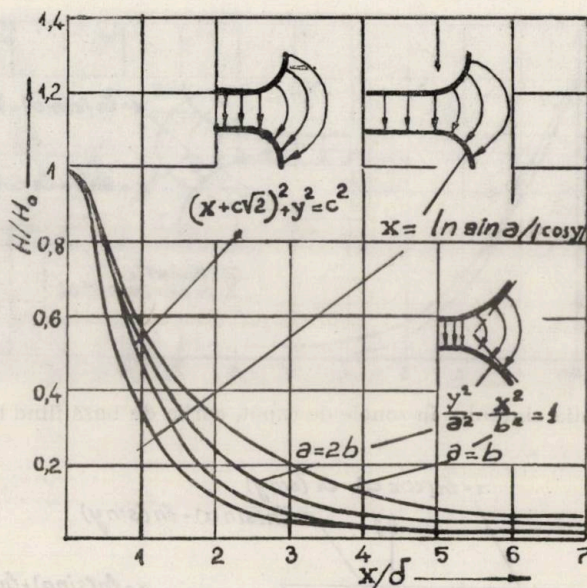


Fig. 5. Variația cîmpului magnetic la capete, curbele de bază fiind o curbă logaritmică de cosinus și un cerc.

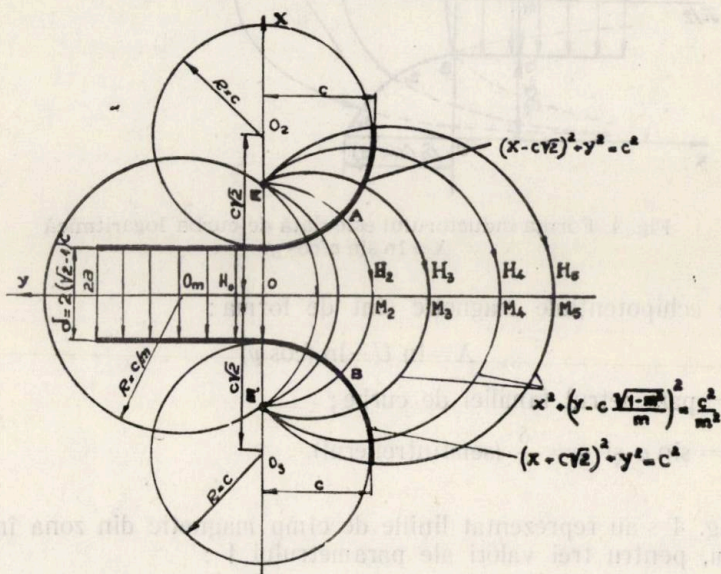


Fig. 6. Configurația inductorului în zonele de capăt este dată de un cerc.

Valoarea cîmpului magnetic în axa $y = \frac{\pi}{2}$, la distanța X de zona întrefierului uniform, rezultă în același mod ca în cazul anterior, sub forma :

$$H = H_0 \cdot e^x \quad (9)$$

cu observația că X este o mărime negativă, H scăzînd cu distanța. Variația cîmpului în zona de capăt, pentru acest caz este dată în fig. 5.

Pentru funcția, $W_3 = k \cdot \ln(z-c)/(z+c)$, liniile cîmpului magnetic și liniile echipotențiale magnetic sînt cercuri ortogonale de ecuații :

$$X^2 + \left(y - c \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} \right)^2 = \frac{c^2}{m^2} \quad (10)$$

respectiv :

$$(X \mp c\sqrt{2})^2 + y^2 = c^2 \quad (11)$$

unde m este un parametru subunitar și $c = \delta/2 (\sqrt{2}-1)$; (δ - întrefierul).

Intensitatea cîmpului magnetic în punctul $M(0, y)$ este :

$$H = \frac{H_0 \cdot c^2}{y^2 + c^2} \quad (12)$$

Curba de variație a cîmpului magnetic pentru acest caz este dată în fig. 5.

Variația aproximativ liniară a intensității cîmpului magnetic în zona imediat vecină întrefierului uniform convine din punct de vedere al micșorării componente cîmpului magnetic fixe față de indus, îmbunătățind funcționarea mașinii liniare prin eliminarea pierderilor suplimentare, legate de forma dreaptă a inductoarelor la capete.

Alegerea uneia din formele analizate mai sus, se face avînd în vedere viteza de deplasare a indusului și formele constructive alese la diferite aplicații concrete date.

Rezultatele teoretice obținute au fost verificate experimental, folosindu-se o metodă electrolică de modelare dată în [1].

3. CONCLUZII

Prezenta lucrare are ca scop deducerea expresiei intensității cîmpului magnetic în zonele de capăt, la diferite forme geometrice date pentru inductoarele mașinii liniare.

Pe baza expresiilor obținute se poate trece la calculul efectului longitudinal, putîndu-se evalua ponderea lui în forța de propulsie.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Appun, Über das Betriebsverhalten von Gleichfeld - MHD - Wandlern unter besonderer Berücksichtigung der Endverluste. Dissertation T.U. Braunschweig. 1970.
2. I. Boldea, Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor asincrone plane liniare. Teză de doctorat, 1973., I.P. Timșoara.

3. I. Boldea, M. Babescu, M. Biriescu, Asupra efectului de refulare și transversal la motoarele liniare unilaterale cu indus feromagnetic. Bul. Șt. și tehnic al I.P. Tr. Vuia. Seria Electrotehnică, Tom 18, fasc.1, ianuarie — iunie 1973, p. 59—71.
4. H. Mosebach, Finite-Width effects in the MHD induction generator. Referat .13.7.1973 Chicago USA.
5. H. Mosebach, Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer und Kurzläuferbannform. Dissertation T.U. Braunschweig 1972
6. E. Rumich, Der Sektormotor und seine theoretische Behandlung. Bull. de l'Association Suisse des Electriciens vol. 63. nr 9, Dezember, 1972, p 1485 — 1590.
7. Polonjadoff M., Reyx F., Methode intermediaire pour l'analyse d'un moteur a induction lineare. R.G.E. Tom 80, Nr. 2 Fevrier 1971, p. 99 — 104.
8. Iliescu C., Determinarea cp. magnetic și a formei fețelor polare pentru aparatele nucleare cu focalizare slabă și intensă. Teză doctorat, I.P. București 1965.
9. Clement Fătu, Metode de studiu și de determinare exp. a cp. magnetic al separatorilor electromagnetici de izotopi. Referat I.P. Timișoara 1969.
10. M. Yee, Saturation and finite length effects in solid rotor induction machines. Proc. I.E.E. vol. 119, nr. 7, 1972, p. 877—882.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В КОНЕЧНЫХ ЗОНАХ ЛИНЕЙНЫХ ДВУХСТОРОННИХ ДВИГАТЕЛЯХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе вычисляется магнитное поле в конечных зонах линейных машин.

Распределение магнитного поля в зоне неравномерного зазора было вычислено для большого числа о данных геометрических форм, получая относительно простые аналитические решения для всех случаев.

На основе полученных результатов, можно перейти к вычислению движущей силы и параметру двигателя с изменяемым зазором в концах.

DETERMINATION OF THE MAGNETIC FIELD VARIATION IN THE END REGIONS OF DOUBLE-SIDED LINEAR MOTORS.

(SUMMARY)

The present paper aims at bringing an original contribution to the establishment of the inductor form at the ends, in linear machines.

We have calculated the distribution of the magnetic field in the non-uniform entrefer section, obtaining analytical solutions, rather simple, for all the cases.

On the basis of the results obtained we can calculate the propulsion force ; this is done in a separate study having in view the rather special difficulties that occur in calculation.

**BLOC UUS TRANZISTORIZAT CU ACORD ELECTRONIC,
PENTRU GAMELE DE UNDE ULTRASCURTE 65—73 MHz
ȘI 87—104 MHz, CU SISTEM DE CORECȚIE AUTOMATĂ
A FRECVENȚEI, REGLABIL**

DE

M. CHIVU

INTRODUCERE

Recepția programelor de radiodifuziune cu modulație de frecvență (*MF*) devine din ce în ce mai răspândită și în țara noastră, prin extinderea în majoritatea țării a programului III cu înalte calități electroacustice.

Pentru R. S. România se utilizează pentru *MF* gama de unde ultrascurte de 65—73 MHz (norma OIRT). În unele regiuni ale țării de exemplu în Banat, se pot recepționa în bune condițiuni și emisiuni *MF* în norma CCIR (87—104 MHz).

În lucrarea de față se prezintă un bloc UUS cu acord electronic ce poate recepționa emisiuni *MF* în ambele standarde fără comutări mecanice sau electronice în circuitele de înaltă frecvență, după o schemă originală. Blocul cuprinde și un sistem original de corecție automată a frecvenței (CAF) reglabil în limite largi.

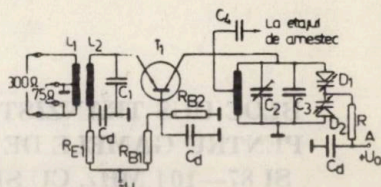
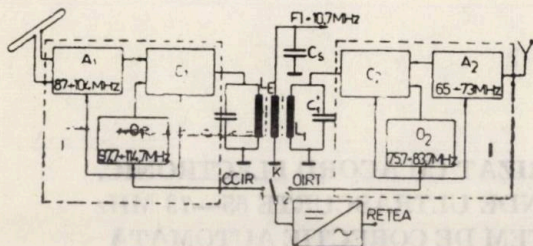
SCHEME UTILIZATE PENTRU BLOCUL UUS

Convertorul UUS pentru ambele standarde CCIR și OIRT are schema bloc din fig. 1. Schema cuprinde două amplificatoare de foarte înaltă frecvență (FIF) A_1 și A_2 , fiecare continuu acordabile electronic (cu diode varicap), două oscilatoare locale O_1 și O_2 acordate tot electronic ce au frecvențele de acord mai mari decât amplificatoarele A_1 și A_2 cu 10,7 MHz care este frecvența intermediară *FI* ce rezultă prin conversie în etajele de amestec C_1 și C_2 .

Partea originală a schemei constă în existența aceleiași sarcini pentru ambele etaje de amestec, sarcină formată din filtrul L_s , C_s . Acest lucru a rezultat din dorința de a elimina comutările mecanice din circuitele de FIF, comutări dificil de realizat și care duc la un preț de cost mai mare.

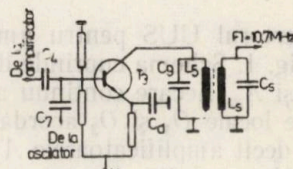
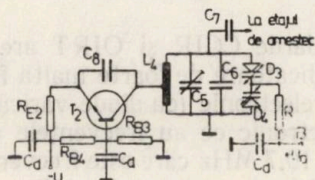
Pentru îmbunătățirea bilanțului energetic se poate proceda de la dezacordarea circuitului oscilant format din C_1 , L_1 sau la cuplarea în paralel a tranzistoarelor de amestec.

Schimbarea standardului de recepție se face prin alimentarea unuia sau a celuilalt ansamblu UUS, afectate celor două standarde, adică prin închiderea întrerupătorului *K* în poziția 1 sau 2.



Nu este permisă funcționarea concomitentă a celor două blocuri deoarece pot apărea frecvențe de 10,7 MHz (fără semnal modulator) prin conversia frecvențelor oscilatoarelor O_1 și O_2 . De altfel funcționarea simultană a celor două secțiuni nici nu are sens. Secțiunile *I* și *II* au fost realizate cu oscilatoare separate, cu un cuplaj foarte slab cu etajele de amestec, pentru ca amplitudinile mari ale semnalului de intrare să nu sincronizeze oscilatoarele pe frecvența stației de emisie, ceea ce ar duce la blocarea receptorului.

Amplificatoarele de FIF A_1 , respectiv A_2 au schema din fig. 2. Amplificatorul A_1 are circuitul de intrare acordat pe frecvența de 104 MHz, iar amplificatorul A_2 pe frecvența de 73 MHz astfel încât zgomotul ansamblului tranzistor-circuit de intrare să fie minim [1]. Amplificatorul este în conexiune BC, din acest motiv impedanța lui de intrare este scăzută și nu este necesară acordarea continuă în gamă a circuitului (acesta fiind puternic amortizat va avea o bandă de trecere suficient de mare pentru a acoperi întreaga gamă de recepționat). Circuitul de sarcină al amplificatorului este acordabil continuu cu ajutorul diodelor varicap D_1 și D_2 polarizate invers cu tensiunea U_a reglabilă. Condensatoarele C_a servesc pentru decuplare. Amplificatorul este cuplat cu etajul de amestec prin condensatorul de cuplaj C_4 .



Oscilatoarele O_1 și O_2 au fost realizate după schema din fig. 3. Condensatorul C_8 servește pentru dozarea reacției oscilatorului și acordul continuu se realizează cu ajutorul diodelor varicap D_3 și D_4 polarizate în sens invers de tensiunea de acord U_a reglabilă.

Tranzistorul T_2 este foarte slab cuplat cu circuitul său de sarcină pentru a mări stabilitatea frecvenței oscilatorului. Etajele de amestec C_1 și C_2 au fost realizate după schema din fig. 4, sarcina etajului fiind filtrul alcătuit din elementele C_9 , L_5 acordat pe frecvența de 10,7 MHz.

Etajele de amestec au ca sarcină comună filtrul L_s ; C_s acordabil tot pe 10,7 MHz. De la acest filtru tensiunea de FI este aplicată la intrarea amplificatorului de FI a radioreceptorului.

SISTEMUL DE ACORD AL BLOCULUI UUS

Blocul de UUS are sistem de acord electronic, prin reglarea tensiunii de polarizare U_a a diodelor varicap ceea ce duce la varierea capacității joncțiunii diodelor în conducție inversă adică la varierea frecvenței de rezonanță a circuitelor oscilante din care fac parte diodele. Punctele A și B din fig. 2 și 3 sînt unite, realizîndu-se cu aceeași tensiune acordul amplificatorului și al oscilatorului. Aceeași tensiune U_a alimentează în permanență cele patru grupuri de diode varicap din schema blocului.

Reglajul tensiunii U_a , deci acordul receptorului se face cu un potențiomtru pentru ambele game de recepționat, potențiomtru ce se poate plasa independent de convertor în radioreceptor.

Obținerea tensiunii U_a și schema de acord sînt prezentate în fig. 5.

Tensiunea de acord trebuie să fie bine stabilizată și compensată termic. În figura 5 s-au figurat doar diodele Zener D_{z1} și D_{z2} . Tensiunea de acord poate varia între valoarea U_1 , care corespunde cu capacitatea maximă a diodelor (deci cu capetele inferioare ale gamelor) și U_2 care corespunde cu capetele superioare ale gamelor).

Curentul I este curentul invers al diodelor varicap (cu Si) care în mod practic este neglijabil, cu alte cuvinte potențialul din punctul y se transmite integral în punctele $X_1, \dots, X_4$. Schema din fig. 5 se poate îmbunătăți prin folosirea unei claviaturi cu întrerupătoare care să comute mai multe potențiometre, fiecare putînd fi prereglat astfel încît să se realizeze acordul pe o anumită stație de radiodifuziune.

Astfel se poate aplica sistemul modern de bloc UUS cu sistem de memorare a postului, fiecărui post corespunzîndu-i cite un potențiomtru, respectiv cite un buton de pe claviatură. Alegerea posturilor se poate face deci prin simpla apăsare a cite unui buton scos pe panoul aparatului.

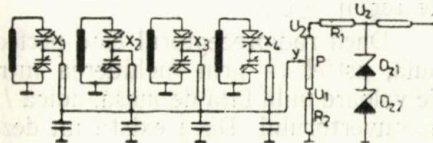


Fig. 5.

SISTEMUL DE CAF

Sistemul de corecție automată a frecvenței s-a realizat după schema din fig. 6 care este originală. Schema cuprinde un tranzistor T cu siliciu (BC 107, BC 109 etc.) polarizat cu rezistențele R_3 și R_4 și stabilizat termic prin rezistența R_E . Tranzistorul este alimentat între punctele M și H la o tensiune totală egală cu $U_z + U$, unde U este tensiunea de alimentare a convertorului, stabilizată și ea cu diode zener, avînd polaritatea minus față de masă.

Rezistențele R_3 și R_4 (reglabilă) sînt de valori relativ mari sute $k\Omega$ și fixează potențialul bazei tranzistorului T , cînd întrerupătorul K de CAF este deschis la valoarea obligatorie de zero față de masă. Această situație corespunde unui curent prin baza tranzistorului egal cu I_{BO} , ceea ce duce la un curent de colector I_{co} prin tranzistor, dat de relația :

$$I_{co} = \beta I_{BO} \quad (1)$$

β fiind raportul de transfer în curent al tranzistorului. Punctul F din fig. 6 este conectat la ieșirea de audio frecvență a radioreceptorului, adică la ieșirea detectorului de raport.

Se știe că la ieșirea detectorului de raport se obține o tensiune de audio-frecvență suprapusă peste o componentă continuă a cărei polaritate, față de masă, depinde de sensul dezacordului radioreceptorului. Filtrul trece jos format din rezistența R_5 , potențiometru P_1 și condensatorul C are rolul de a integra tensiunea din punctul F , adică de a obține în punctul J tensiunea continuă de reglaj $\pm U_r$.

Dacă radioreceptorul este perfect acordat atunci tensiunea de reglaj este nulă, astfel că prin închiderea întrerupătorului K potențialul barei rămîne de valoare nulă față de masă, adică I_{co} nu se modifică și nici tensiunea de acord a convertorului. Dacă există un dezacord al blocului de UUS acesta conduce la existența unei tensiuni $\pm U_r$ în punctul J . Prin conectarea lui K potențialul bazei tranzistorului T se modifică ceea ce duce la modificarea curentului de bază cu valoarea $\pm \Delta I_B$

Deci :

$$I_B = I_{BO} \pm \Delta I_B \quad (2)$$

Aceasta conduce la modificarea curentului de colector cu valoarea :

$$I_c = I_{co} \pm \Delta I_c = \beta I_B = \beta I_{BO} \pm \beta \Delta I_B \quad (3)$$

Tensiunea în punctul M este riguros constantă și egală cu U_z , fiind stabilizate și termic cu diodele Zener termocompensate.

Tensiunea în punctul E , fără CAF, va avea valoarea :

$$U_{E0} = U_z - (I + I_{co}) R_1'' = I (R_1' + R + R_2) \quad (4)$$

de unde rezultă valoarea lui I :

$$I = \frac{U_z - I_{co} R_1''}{R_1' + R_2 + R} \quad (5)$$

unde $R_1 = R_1' + R_1''$.

Tensiunea în punctul E cu CAF va fi :

$$U_E = U_z - (I' + I_c) R_1'' = I' (R_1' + R + R_2) \quad (6)$$

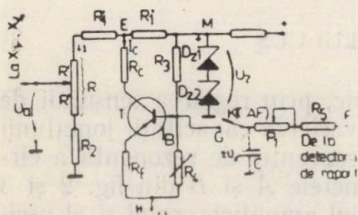


Fig. 6.

de unde rezultă valoarea lui I'

$$I' = \frac{U_z - I_c R_1''}{R_1 + R_2 + R} \quad (7)$$

Se observă că dacă $I_c \neq I_{co}$ atunci $I' \neq I$ ceea ce duce la modificarea tensiunii în punctul E . Interesează modificarea ΔU_a a tensiunii de polarizare U_a a diodelor varicap la conectarea CAF-ului, adică tensiunea de acord din punctul Y . Prin calcule simple se ajunge la relația:

$$\Delta U_a = R_1'' \frac{R_2 + R_1''}{R_1 + R_2 + R} (I_c - I_{co}) = \beta R_1'' \frac{R_2 + R_1''}{R_1 + R_2 + R} \Delta I_B \quad (8)$$

mărime ce poate fi pozitivă sau negativă, funcție de sensul dezacordului. La modificarea tensiunii U_a cu $\pm \Delta U_a$ capacitatea diodelor varicap din circuitul oscilatorului (și al amplificatorului de FIF) se modifică în sensul micșorării dezacordului, ceea ce duce la micșorarea tensiunii de reglaj $\pm U_r$.

Constanta de timp a filtrului trece jos trebuie să fie mare 0,1–0,6 s, pentru a tăia și componentele cu frecvența cea mai joasă (30 Hz) ale spectrului audio (astfel apare prin CAF o micșorare a componentelor de joasă frecvență ale spectrului audio).

Eficiența CAF-ului se poate estima cu ajutorul factorului de reglaj care reprezintă raportul supraunitar:

$$K = \frac{\Delta f_0}{\Delta f_{0R}} \cong \frac{U_r}{U_{rR}} \quad (9)$$

Δf_0 fiind dezacordul oscilatorului fără CAF căruia-i corespunde componenta continuă U_r iar Δf_{0R} fiind dezacordul oscilatorului cu CAF ($\Delta f_{0R} < \Delta f_0$) căruia-i corespunde componenta continuă ($U_{rR} < U_r$). În figura 6 potențiometrul P_1 servește pentru reglarea acestui factor de reglaj K . Elementele R_5 și C asigură constanta de timp minimă necesară filtrului trece jos, iar potențiometrul P_1 în funcție de valoarea sa modifică mai mult sau mai puțin potențialul bazei tranzistorului T .

REZULTATE EXPERIMENTALE

Schema completă a blocului de UUS este redată în fig. 7 și are următoarele caracteristici tehnice:

- game recepționate: OIRT 65–73 MHz
CCIR 87–104 MHz
- sensibilitatea: CCIR 5 μ V pentru 26 dB raport semnal/zgomot.
OIRT 5 μ V pentru 26dB raport semnal/zgomot.
- factor de reglaj CAF reglabil de la 2 la 5.

с частотной модуляцией. Переключение стандарта производится коммутацией питания постоянным током двух различных секций блока УКВ. Обе секции блока УКВ имеют в качестве общей нагрузки один и тот же фильтр промежуточной частоты, настроенный на 10,7 МГц.

В работе представлена оригинальная схема автоматной поправки частоты, применяемая к блокам УКВ электронно настроенных, позволяющая регулирование регулирующего коэффициента частоты в широких пределах.

TRANSISTORISIERTER UKW-TUNNER MIT ELEKTRONISCHER ABSTIMMUNG UND AFC FÜR DIE 65–73 MHz UND 87–104 MHz BEREICHE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird ein UKW-Bloc für OIRT-Normen (65–73 MHz) und CCIR-Normen (87–104 MHz) elektronischer Abstimmung durch Kapazitätsdioden erreicht. Wird, beschrieben. Die Umschaltung von einer Norm zu der anderen geschieht durch die Umschaltung der Gleichstromspeisung der verschiedenen Teile des UKW-Tunners. Die zwei Teile des UKW-Tunners haben als gemeinsame Bürde ein Zwischen frequenzfilter das auf 10,7 MHz abgestimmt ist.

In der Arbeit wird eine neue AFC-Schaltung die für elektronisch abgestimmten UKW-Tunner mit Erreichung eines breiten Regelungsfaktors angewandt werden kann.

ASUPRA SOLUȚIONĂRII PROBLEMELOR DE TRANSMISIE TERMICĂ PRIN ANALOGIE ELECTRICĂ

DE
AL. VASILIEVICI

Alegîndu-se ca model pentru rezolvarea problemelor de transmisie termică un alt fenomen fizic, în speță un circuit electric, se impune ca structura matematică a ecuațiilor prin care se va descrie procesul original și cel al modelului să fie identice. Faptul că modelul ales este un circuit electric constituie fără discuție o urmare a stadiului înalt al tehnicii de măsurare electrică.

Că există o analogie între transmisia termică și conducția electrică este un fapt în general cunoscut. Astfel modelul propus de Beuken [2] utilizează un circuit electric format din elemente R , C . Fără a aborda realizarea acestui model, trebuie evidențiat faptul că posibilitatea de efectuare a analogiilor e determinată de similitudinea dintre capacitatea electrică și capacitatea termică, rezistența electrică și rezistența termică, conducția electrică și conducția termică. În plus este cunoscut din experiență că un bun conductor electric în general tinde spre o înaltă conducție termică.

Pentru găsirea unei analogii în cazul unei transmisii termice unidimensionale, considerăm o bară metalică (de exemplu, o sîrmă de Cu cu secțiunea transversală s_t , de lungime l) la capătul căreia se conectează o sursă de căldură și acceptăm că suprafața laterală este complet izolată termic. Fluxul termic transmițîndu-se de-a lungul barei se realizează o distribuție de temperatură $\theta(x, t)$ funcție de poziție și de timp.

Rezistența electrică a barei este:

$$R = \frac{\rho l}{s_t} = \frac{l}{\sigma s_t} \quad (1)$$

și în mod identic rezistența termică a barei se poate scrie:

$$R_t = \frac{l}{\lambda s_t} \quad (2)$$

σ fiind conductivitatea electrică și λ conductivitatea termică.

Dacă pentru determinarea rezistenței electrice și termice rezultă relații similare, dificultăți evidente intervin cînd se încearcă intercalarea unei capacități electrice, corespunzătoare capacității termice a barei, care se exprimă sub forma:

$$C_t = c \rho_a s_t l \quad (3)$$

c fiind căldura specifică și ρ_a densitatea.

Se propune de aceea ca model analog pentru transmisia termică unidimensională (de ex. pentru bara din exemplul considerat) o linie electrică lungă bifilară. Pentru întărirea acestei ipoteze se face apel la ecuațiile diferențiale care descriu procesele termice și la ecuațiile telegrafiștilor valabile în cazul liniilor bifilare.

Pentru transmisia termică unidimensională este valabilă ecuația diferențială a lui Fourier :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = a \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} \quad (4)$$

unde

$$a = \frac{\lambda}{c p_d} \quad (5)$$

este difuzivitatea termică. Știind că :

$$q = -\lambda |\text{grad } \theta| = -\lambda \frac{\partial \theta}{\partial x} \quad (6)$$

din relațiile (4), (5) și (6) se obține :

$$-\frac{\partial \theta}{\partial x} = \frac{q}{\lambda} \quad (7)$$

$$-\frac{\partial q}{\partial x} = c p_d \frac{\partial \theta}{\partial t}$$

Din cele două relații ale sistemului (7) reiese că densitatea fluxului termic este proporțională cu gradientul de temperatură și că descreșterea locală a densității fluxului termic trebuie să coincidă cu creșterea temporală a temperaturii (ceea ce denotă că atunci cînd dintr-un element de volum iese mai puțină căldură decît intră, consecința este creșterea de temperatură).

Aceste ecuații le vom confrunta cu ecuațiile de prim ordin ale telegra-fiștilor :

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_l i + L_l \frac{\partial i}{\partial t} \quad (8)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = G_l u + C_l \frac{\partial u}{\partial t}$$

unde R_l , L_l , G_l și C_l sînt rezistența, inductivitatea, conductanța și capacitatea lineică (raportată la unitatea de lungime).

Dacă considerăm că circuitul are o inductivitate lineică $L_l \gg R_l$ și că nu are pierderi prin izolație $G_l = 0$, atunci sistemul (8) devine :

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_l i \quad (9)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C_l \frac{\partial u}{\partial t}$$

Din sistemele (7) și (9) rezultă analogia dintre următoarele mărimi termice și electrice: q și i ; θ și u ; $\frac{1}{\lambda}$ și R ; $c\rho_d$ și C . Soluțiile cunoscute din electrotehnică pentru sistemul de ecuații (9) sînt deci aplicabile pentru a determina repartiția în spațiu și timp a funcțiilor $\theta(x, t)$ și $q(x, t)$, conform sistemului de ecuații (7).

Calculîndu-se însă viteza de propagare a procesului termic, pe baza sistemului de ecuații (7) se ajunge la viteze exagerat de mari. Rezultă de aici că relația lui Fourier (6), determinată experimental, este incompletă. Într-un recent articol Müller propune o relație de forma:

$$q = -\lambda \frac{\partial \theta}{\partial x} - k \frac{\partial q}{\partial t} \quad (10)$$

Coeficientul k are la temperaturi și presiuni normale, valori de ordinul 10^{-9} — 10^{-11} s, valori mai mari determinîndu-se pentru gaze și cele mici pentru metale. Se observă că pentru problemele generale de transmisie termică, al doilea termen al relației (10) este în general neglijabil. Într-adevăr rezolvînd ecuația (10) după $-\frac{\partial \theta}{\partial x}$ și considerînd alături de ea ecuația a doua a sistemului (7) se obține sistemul:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial \theta}{\partial x} &= \frac{q}{\lambda} + \frac{k}{\lambda} \frac{\partial q}{\partial t} \\ -\frac{\partial q}{\partial x} &= c\rho_d \frac{\partial \theta}{\partial t} \end{aligned} \quad (11)$$

Comparînd acest sistem cu ecuațiile de prim ordin ale telegrafiștilor rezultă și analogia:

$$L_t = \frac{k}{\lambda} \quad (12)$$

După ce mărimea $1/\lambda$ s-a introdus ca rezistență termică specifică și mărimea $c\rho_d$ ca și capacitatea termică specifică, este deci logic ca mărimea k/λ să o definim ca inductivitate termică specifică. Chiar dacă această denumire este de fapt neobișnuită, considerăm că ea trebuie acceptată de electrotehnicienii pentru a ușura rezolvarea problemelor de transmitere a căldurii. Această inductivitate termică a corpului conductor de căldură limitează viteza de propagare a căldurii la valorile uzuale.

Exemplul considerat a permis, ca prin folosirea unei analogii cu un circuit electric, să ajungem la concluzia necesității corectării unei relații empirice stabilită pentru procesul de propagare termică. În același timp avem la dispoziție soluțiile din electrotehnică pentru rezolvarea proceselor termice de transmitere unidimensională a căldurii.

O aplicație imediată a considerentelor teoretice prezentate în lucrare o constituie rezolvarea ecuației transmisiei termice la o bară omogenă lungă, admițîndu-se că aceasta are o suprafață laterală termoizolantă.

Folosindu-se soluțiile ecuațiilor telegrafiștilor, cunoscute din electrotehnică, pe baza analogiilor stabilite în lucrare se poate determina temperatura barei în funcție de spațiu și de timp.

Insistăm asupra faptului că este necesar ca circuitul electric echivalent să cuprindă și o inductivitate determinată conform relației (12). În cazul considerării unor soluții fără inductivitate [2] se ajung la viteze de propagare a căldurii exagerat de mari.

Rezolvarea acestui caz relativ simplu ne permite pe viitor extinderea analogiei pentru rezolvarea proceselor termice în care căldura se transmite în toate direcțiile.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Weckermann, Ein Beitrag zur Analogie: Stromkreismagnetischer Kreis, ETZ-A, 94, H3, 1973, p. 162.
2. H. Müller, Die Lösung von Wärmeleitungsproblemen mit Hilfe der elektrischen Analogietechnik, ETZ - A, 94, H9, 1973, p. 549.

В СВЯЗИ С РЕШЕНИЕМ ВОПРОСА ТЕПЛОПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АНАЛОГИИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе приводится возможность решения вопросов одномерной теплопередачи на основе аналогии установленной между уравнениями характеризующими данные процессы и уравнениями первого порядка телеграфистов.

SUR LA RÉOLUTION DE PROBLÈMES DE TRANSMISSION THERMIQUE PAR ANALOGIE ÉLECTRIQUE

(RÉSUMÉ)

Le travail met en évidence la possibilité de la résolution de problèmes de transmission thermique unidimensionnelle à base de l'analogie qui s'établit entre les équations qui caractérisent ces procès et les équations de premier ordre des télégraphistes.

77419

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 19(33)

Fascicola 2

IULIE-DECEMBRIE

1974

